

KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication  
number: 1020030085040 A  
(43)Date of publication of application:  
01.11.2003

---

(21)Application number:	1020037012349	(71)Applicant:	QUALCOMM INCORPORATED
(22)Date of filing:	22.09.2003	(72)Inventor:	LING FUNYUN WALTON JAY R. HOWARD STEVEN J. WALLACE MARK KETCHUM JOHN W.
(30)Priority:	23.03.2001 1		
(51)Int. Cl	H04B 7/04		

---

**(54) METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE  
INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM**

**(57) Abstract:**

Techniques for transmitting data from a transmitter unit to a receiver unit in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. In one method, at the receiver unit, a number of signals are received via a number of receive antennas, with the received signal from the transmitter unit. The received signals are processed to derive channel state information (CSI) indicative of characteristics of a number of transmission channels used for data transmission. The CSI is transmitted back to the transmitter unit. At the transmitter unit, the CSI from the receiver unit is received and data for transmission to the receiver units is processed based on the received CSI.

**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 공개특허공보(A)**

**(51) Int. Cl. 7**  
**H04B 7/04**

**(11) 공개번호** 특2003-0085040  
**(43) 공개일자** 2003년 11월 01일

(21) 출원번호	10-2003-7012349		
(22) 출원일자	2003년 09월 22일		
변역문 제출일자	2003년 09월 22일		
(86) 국제출원번호	PCT/US2002/08733	(87) 국제공개번호	WO 2002/78211
(86) 국제출원출원일자	2002년 03월 22일	(87) 국제공개일자	2002년 10월 03일

**(30) 우선권주장** 09/816,481 2001년 03월 23일 미국(US)

**(71) 출원인** 캠벨 인코포레이티드  
 미국 캘리포니아 샌디에고 모어하우스 드라이브 5775 (우 92121-1714)

**(72) 발명자** 링, 편운  
 미국 92131 캘리포니아 샌디에고 월스크릭로드 11382

왈顿, 제이, 알.  
 미국 01886 매사추세츠 웨스트포드 레이브 7

호워드, 스티븐, 제이.  
 미국 01721 매사추세츠 애슈랜드 헤리티지 애브뉴 75

월레이스, 마크  
 미국 01730 매사추세츠 베드포드 마텔 레인 4

케츠, 존, 더블유.  
 미국 01451 매사추세츠 하바드 캠들베리 레인 37

**(74) 대리인** 남상선

심사청구 : 없음

**(54) 무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보를 사용하기 위한 방법 및 장치**

**요약**

본 발명은 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신시스템에서 송신기 유닛으로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 기술에 관한 것이다. 한 방법에 있어서, 수신기 유닛에서는 송신기 유닛으로부터 다수의 수신 안테나를 통해 다수의 신호가 수신된다. 수신된 신호는 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송채널의 특성을 나타내는 채널상태 정보(CSI)를 유도하도록 처리된다. CSI는 송신기 유닛으로 다시 전송된다. 송신기 유닛에서, 수신기 유닛으로부터의 CSI가 수신되면 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터는 수신된 CSI에 기초하여 처리된다.

**내포도**

## 명세서

## 기술분야

본원발명은 데이터 통신에 관한 것으로서, 특히 무선 통신 시스템에서 개선된 성능을 제공하기 위해 채널 상태 정보를 (전체 또는 부분적으로) 이용하는 신규하고 개선된 방법 및 장치에 관한 것이다.

## 배경기술

음성, 데이터 등과 같은 다양한 타입의 통신을 제공하기 위해 무선 통신 시스템들이 널리 사용되고 있다. 이러한 시스템들은 코드 분할 다중 접속(CDMA), 시 분할 다중 접속(TDMA), 직교 주파수 분할 변조(OFDM), 또는 다른 변조 기술들에 기반한다. OFDM 시스템들은 일부 채널 환경들에 있어서 고성능을 제공할 수 있다.

지상 통신 시스템에서(예를 들면, 셀룰러 시스템, 방송 시스템, 다중 채널 다중 포인트 분배 시스템(MMDS) 등), 송신기 유닛으로부터의 RF 변조 신호는 많은 통신 경로들을 통해 수신기 유닛에 도달한다. 일반적으로 통신 경로들의 특성들은 페이딩 및 다중 경로와 같은 많은 인자들로 인해 시간에 따라 변화된다.

이러한 유익하지 못한 경로 효과들에 대한 다이버시티를 제공하고 성능을 개선시키기 위해, 복수의 송신 및 수신 안테나들이 사용될 수 있다. 송신 및 수신 안테나들 사이의 전송 경로들이 선형적으로 독립적이면(즉, 하나의 경로상에서의 전송이 다른 경로들 상에서의 전송들의 선형 조합으로서 형성되지 않으면), 전송된 신호를 정확하게 수신할 확률이 안테나들의 수가 증가함에 따라 증가되며, 이러한 조건은 어느정도는 사실이다. 일반적으로 송신 및 수신 안테나들의 수가 증가하면 다이버시티가 증가하고 성능이 개선된다.

다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템은 데이터 전송을 위해 다수의( $N_T$ ) 송신 안테나들 및 다수의( $N_R$ ) 수신 안테나들을 사용한다. MIMO 채널은  $N_C$  개의 독립 채널들로 분해될 수 있으며, 여기서  $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 이다.  $N_C$  개의 독립 채널들 각각은 MIMO 채널의 공간 부채널로 언급되고 차원(dimension)에 해당한다. MIMO 시스템은 다수의 송신 및 수신 안테나들에 의해 발생된 추가적인 차원들이 이용되는 경우 개선된 성능을 제공할 수 있다.

따라서, 개선된 시스템 성능을 제공하기 위해 MIMO 시스템에 의해 발생된 추가적인 차원들을 이용할 수 있도록 채널 상태 정보(CSI)를 이용하는 기술이 필요하다.

## 발명의 상세한 설명

본원발명의 양상은 송신 신호들을 복원하기 위해 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템에서 수신 신호들을 처리하고 MIMO 채널의 특성들을 추정하는 기술들을 제공한다. 다양한 수신기 처리 방식들이 데이터 전송을 위해 사용되는 전송 채널들을 특성을 표시하는 채널 상태 정보(CSI)를 유도하기 위해 사용된다. 그리고 나서 CSI는 송신기 시스템으로 전달되어 신호 처리(예를 들면, 코딩, 변조 등)를 조정하는데 사용된다. 이러한 방식으로, 고성능이 결정된 채널 조건들에 기반하여 달성된다.

본 발명의 특정 실시예는 MIMO 통신 시스템에서 송신기 유닛으로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 방법을 제공한다. 상기 방법에 따라, 수신기 유닛에서, 다수의 신호들이 다수의 안테나들을 통해 수신되고, 각각의 수신 안테나로부터 수신된 신호는 송신 유닛으로부터 전송된 하나 또는 그 이상의 신호들의 조합으로 구성된다. 수신된 신호들은 (예를 들어, 채널 상관 매트릭스 역변환(CCMI) 방식, 언바이어스 죄소 평균 자승 에러(UMMSE) 방식, 또는 다른 수신기 처리 방식을 통해) 처리되어 데이터 전송을 위해 사용되는 다수의 전송 채널들의 특성들을 표시하는 CSI를 유도한다. CSI는 인코딩되어 송신기 유닛으로 전송된다. 송신기 유닛에서, 수신기 유닛으로부터의 CSI는 수신되고 수신기 유닛으로의 전송을 위한 데이터는 수신된 CSI에 기반하여 처리된다.

송신기 유닛에 보고된 CSI는 전체 CSI 또는 부분 CSI를 포함할 수 있다. 전체 CSI는 송신 및 수신 안테나들의 모든 쌍들 사이의 통신 경로의 충분한 전체-대역폭 특성(예를 들면, 가용 대역폭 상의 위상 및 진폭)을 포함한다. 부분 CSI는 예를 들면, 전송 채널의 신호대잡음비(SNR)을 포함한다. 송신기 유닛에서, 각 전송 채널에 대한 데이터는 전송 채널에 대한 SNR 평가치에 기반하여 코딩될 수 있고, 각 전송 채널에 대한 코딩된 데이터는 이러한 SNR 평가치에 기반하여 선택된 변조 방식에 따라 변조될 수 있다. 전체-CSI 처리에 있어서, 변조 심볼들은 또한 수신된 CSI에 따라 전송에 앞서 사전-처리된다.

본 발명의 추가적인 특징 및 양상은 하기 도면을 참고로 하여 선호되는 실시예들을 통해 상술될 것이다.

## 도면의 간단한 설명

도1은 본 발명의 다양한 실시예들 및 양상들을 구현할 수 있는 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템의 다이아그램이다.

도2A 및 2B는 부분-CSI 처리 및 전체-CSI 처리를 각각 수행할 수 있는 MIMO 송신기 시스템의 실시예에 대한 블록 다이아그램이다.

도3은 직교 주파수 분할 변조(OFDM)를 이용하는 MIMO 송신기 시스템의 실시예에 대한 블록 다이아그램이다.

도4는 상이한 송신 타입들에 대한 상이한 처리를 제공할 수 있고 또한 OFDM을 사용하는 MIMO 송신기 시스템의 일부를 보여주는 블록 다이아그램이다.

도5 및 6은 각각 채널 상관 매트릭스 역변환(CCM) 기술 및 언바이어스 최소 평균 자승 에러(UMMSE) 방식에 기반하여 데이터 전송을 처리할 수 있고 다수(NR)의 수신 안테나들을 갖는 수신기 시스템의 2가지 실시예들에 대한 블록 다이아그램이다.

도7A는 3개의 수신기 처리 기술들 및 상이한 SNR 값들에 대한 MIMO 시스템의 평균 처리량을 보여주는 도이다.

도7B는 데이터 히스토그램에 기반하여 발생된 3개의 수신기 처리 기술들에 대한 누적 확률 분포 함수들(CDF)을 보여주는 도이다.

## 실시예

도1은 본 발명의 다양한 양상들 및 실시예들을 구현할 수 있는 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템(100)의 다이어그램이다. 시스템(100)은 제2 시스템(150)과 통신하는 제1 시스템(110)을 포함한다. 시스템(100)은 스펙트럼 효율성을 증가시키고, 성능을 개선시키며, 유연성을 향상시키기 위해 안테나, 주파수, 및 시간 다이버시티(하기에서 상술됨)의 조합을 사용하여 동작될 수 있다. 일 양상에서, 시스템(150)은 통신 링크의 특성들을 결정하고 시스템(110)으로 채널 상태 정보(CSI)를 보고하도록 동작될 수 있고, 시스템(110)은 보고된 CSI에 기반하여 전송될 데이터의 처리(예를 들면, 인코딩 및 변조)를 조정하도록 동작될 수 있다.

시스템(110) 내에서, 데이터 소스(112)는 송신(TX) 데이터 처리기(114)로 데이터(즉, 정보 비트들)를 제공하고, 상기 데이터 프로세서(114)는 특정 인코딩 방식에 따라 데이터를 인코딩하고, 특정 인터리빙 방식에 따라 인코딩된 데이터를 인터리빙(즉, 재정렬)하며, 데이터 전송에 사용되는 하나 또는 그 이상의 전송 채널들에 대해 인터리빙된 비트들을 변조 심볼들에 매핑시킨다. 이러한 인코딩은 데이터 전송의 신뢰성을 증가시킨다. 상기 인터리빙은 코딩된 비트들에 대해 시간 다이버시티를 제공하고, 데이터 전송에 사용되는 전송 채널들에 대한 평균 신호대잡음비(SNR)에 기반하여 데이터가 전송될 수 있도록 하여주며, 패이딩을 완화시키고, 또한 각 변조 심볼을 형성하는데 사용되는 코딩 비트들 사이의 상관관계를 제거시킨다. 코딩된 비트들이 다수의 주파수 부채널들 상에서 전송되면, 이러한 인터리빙은 추가로 주파수 다이버시티를 제공한다. 본 발명의 일 양상에 따라, 인코딩, 인터리빙, 및 심볼 매핑(또는 이들의 조합)은 도1에 도시된 바와 같이 시스템(110)에 제공되는 전체 또는 부분 CSI에 기반하여 수행된다.

송신기 시스템(110)에서의 인코딩, 인터리빙, 및 심볼 매핑은 여러 방식들에 기반하여 수행될 수 있다. 하나의 특정 방식은 미국 특허 출원 번호 09/776,073, 제목 CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM에 제시되어 있고, 이는 본 발명의 양수인에게 양도되었으며, 본 명세서에서 참조된다.

MIMO 시스템(100)은 통신 링크의 송신 및 수신단들에서 다수의 안테나들을 사용한다. 이러한 송신 및 수신 안테나들은 송신 다이버시티 및 수신 다이버시티를 포함하여 공간 다이버시티의 다양한 형태들을 제공하기 위해 사용된다. 공간 다이버시티는 다수의 송신 안테나들 및 하나 또는 그 이상의 수신 안테나를 사용하는 것을 특징으로 한다. 송신 다이버시티는 다수의 송신 안테나들 상에서의 데이터 전송으로 특징지워진다. 일반적으로, 주가적인 처리가 요구되는 다이버시티를 달성하기 위해 송신 안테나들로부터 전송된 데이터상에서 이뤄진다. 예를 들어, 상이한 송신 안테나들로부터 전송된 데이터는 시간적으로 지연 또는 재정렬되고, 가용 송신 안테나들 상에서 코딩 및 인터리빙된다. 수신 다이버시티는 다수의 수신 안테나들 상에서 전송 신호들의 수신에 의해 특징지워지고, 다이버시티는 상이한 신호 경로들을 통해 간단히 신호들을 수신함으로써 달성된다.

시스템(100)은 다양한 통신 모드들에서 동작할 수 있고, 각 통신 모드는 안테나, 주파수, 또는 시간 다이버시티, 또는 이들의 조합을 이용한다. 이러한 통신 모드들은 예를 들어 다이버시티 통신 모드 및 MIMO 통신 모드를 포함할 수 있다. 다이버시티 통신 모드는 통신 링크의 신뢰성을 증가시키기 위해 다이버시티를 사용한다. 순수(pure) 다이버

시티 통신 모드로 지정되는 다이버시티 통신 모드의 일반적인 용용예에서, 데이터는 모든 가용 송신 안테나들로부터 수신 시스템으로 전송된다. 순수 다이버시티 통신 모드는 데이터 레이트 요구조건들이 낮거나 또는 SNR 이 낮은 경우, 또는 이 두가지 모두가 사실이 경우에서 사용될 수 있다. MIMO 통신 모드는 통신 링크의 양 단(즉, 다수의 송신 안테나들 및 다수의 수신 안테나들)에서 안테나 다이버시티를 사용한다. MIMO 통신 모드는 안테나 다이버시티와 조합하여 추가적으로 주파수 및/또는 시간 다이버시티를 사용할 수 있다.

시스템(100)은 추가로 동작 주파수 벤드를 다수의(L개) 주파수 부채널들(즉, 주파수 빈들)로 효과적으로 분할하는 직교 주파수 분할 변조(OFDM)를 사용한다. 각 타임 슬롯에서(즉, 주파수 부채널의 대역폭에 의존하는 특정 시간 인터벌), 변조 심볼은 L개의 주파수 부채널들 각각에서 전송된다.

시스템(100)은 다수의 송신 채널들을 통해 데이터를 전송하도록 동작된다. 상술한 바와 같이, MIMO 채널은  $N_c$ 개의 독립 채널들로 분해되며, 여기서  $N_c \leq \min\{N_T, N_R\}$  이다.  $N_c$ 개의 독립 채널들 각각은 또한 MIMO 채널의 공간 부채널로서 언급된다. OFDM을 이용하지 않는 MIMO 시스템에 있어서, 단지 하나의 주파수 부채널만이 존재하고 각각의 공간 부채널은 전송 채널로 언급된다. OFDM을 사용하는 MIMO 시스템에 있어서, 각각의 주파수 부채널의 각 공간 부채널은 전송 채널로서 언급된다. MIMO 통신 모드에서 동작하지 않는 OFDM 시스템에 있어서, 단지 하나의 공간 부채널만이 존재하고 각각의 주파수 부채널은 전송 채널로서 언급된다.

MIMO 시스템은 다중 송신 및 수신 안테나들에 의해 발생된 추가적인 차원(dimensionality)들이 이용되는 경우, MIMO 시스템은 개선된 성능을 제공할 수 있다. 이는 송신기에서 CSI의 정보를 반드시 필요로하지는 않지만, 증가된 시스템 효율 및 성능은 송신기 안테나들로부터 수신기 안테나들로 전송 특성들을 표시하는 CSI가 제공되는 경우에 가능하다. CSI는 전체 CSI 또는 부분 CSI로서 카테고리화 된다.

전체 CSI는  $N_T \times N_R$  MIMO 매트릭스에서 각각의 송신기-수신기 안테나 쌍 사이의 전파 경로에 대해 전체 시스템 대역폭(즉, 각각의 주파수 부채널)에 걸친 충분한 특성(예를 들면, 진폭 및 위상)을 포함한다. 전체-CSI 처리는 (1) 채널 특성이 송신기 및 수신기 모두에서 이용 가능하고, (2) 송신기가 MIMO 채널에 대한 아이겐모드들을 계산하고(하기에서 기술됨), 아이겐모드들에서 전송될 변조 심볼들을 결정하고, 변조 심볼들을 조절하고(필터링하고), 조절된 변조 심볼들을 전송하며, (3) 각 전송 채널에 필요한  $N_c$ 개의 공간 매칭 필터 계수들(즉, 각각의 아이겐모드)을 계산하기 위해 채널 특성에 기반하여 선형 전송 처리에 대한 상보적 처리(예를 들면, 공간 매칭 필터)를 수행하는 것을 의미한다. 전체-CSI 처리는 변조 심볼들을 유도하기 위해 채널의 고유값(하기에서 기술됨)에 기반하여 각 전송 채널에 대한 데이터 처리(예를 들면, 적절한 코딩 및 변조 방식의 선택)를 추가로 수행한다.

부분 CSI는 예를 들어, 전송 채널들의 신호대잡음비(SNR)를 포함한다(즉, OFDM이 없으면 MIMO 시스템의 각 공간 서브 채널에 대한 SNR, 또는 OFDM이 있으면 MIMO 시스템의 각 공간 부채널에 대한 각각의 주파수 부채널의 SNR). 부분-CSI 처리는 채널의 SNR에 기반하여 각 전송 채널에 대한 데이터 처리(예를 들면, 적절한 코딩 및 변조 방식의 선택)를 의미한다.

도1을 참고하여, TX MIMO 프로세서(120)는 TX 데이터 프로세서(114)로부터 변조 심볼들을 수신하고 프로세스하여 상기 MIMO 채널 상에서 송신하기에 적절한 심볼들을 제공한다. 상기 TX MIMO 프로세서(120)에 의해 수행된 상기 프로세스는 전체 또는 부분적인 CSI 프로세싱이 사용되는지에 의존하며, 이하에서 보다 자세히 설명된다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, TX MIMO 프로세서(120)는 상기 변조 심볼을 디멀티플렉스하고 미리 조절한다. 그리고 부분적인 CSI 프로세싱에 대해서, TX MIMO 프로세서(120)는 상기 변조 심볼들을 단순히 디멀티플렉스한다. 상기 전체 및 부분적인 CSI MIMO 프로세싱은 이하에서 보다 구체적으로 설명된다. 전체 CSI 프로세싱을 사용하고 OFDM을 사용하지 않는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 안테나에 대해 사전 조절된 변조 심볼들의 스트림을 제공하는데, 시간 슬랏 당 하나의 사전 조절된 변조 심볼을 제공한다. 각 사전 조절된 변조 심볼들은 이하에서 보다 자세히 설명되는 것과 같이, 상기  $N_c$  공간 부채널에 대해 소정의 시간 슬랏에서 선형 조합의  $N_c$  변조 심볼들이다. 전체 CSI 프로세싱과 OFDM을 사용하는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 채널에 대해 사전 조절된 변조 심볼 백터들의 스트림을 제공하는데, 각 백터는 소정의 시간 슬랏 동안 L 주파수 부채널들에 대한 L개의 사전 조절된 변조 심볼을 포함하고 있다. 부분적인 CSI 프로세싱을 사용하고 OFDM을 사용하지 않는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 안테나에 대해 사전 조절된 변조 심볼들의 스트림을 제공하는데, 시간 슬랏 당 하나의 변조 심볼을 제공한다. 그리고, 부분적인 CSI 프로세싱과 OFDM을 사용하는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 안테나에 대해 변조 심볼 백터들의 스트림을 제공하는데, 각 백터는 소정의 시간 슬랏 동안에 L 주파수 부채널들에 대한 L개의 사전 조절된 변조 심볼을 포함하고 있다. 상기 설명된 모든 경우에, 변조 심볼들 또는 변조 심볼 백터들의 각 스트림은 개별적인 변조기(MOD, 122)에 의해 수신되어 변조되며, 관련된 안테나(124)를 통해 송신된다.

도1에 도시되어 있는 실시예에서, 수신기 시스템(150)은 상기 송신된 신호들을 수신하고 상기 수신된 신호를 각각의 복조기(DEMOD, 154)에 제공하는 수개의 수신 안테나들(152)을 포함한다. 각 복조기(154)는 상기 변조기(122)에서

수행된 프로세싱에 보완적인 프로세싱을 수행한다. 모든 복조기들(154)로부터의 상기 복조된 심볼들은 (RX, MINO) 프로세서(156)에 의해 수신되도록 제공되며, 이하에서 설명된 방식으로 프로세스된다. 상기 송신 채널들에 대해 상기 수신된 변조 심볼들은 RX 데이터 프로세서(158)에 제공되는데, 상기 프로세서는 TX 데이터 프로세서(114)에 의해 수행된 프로세서에 보완적인 프로세싱을 수행한다. 특정 설계에서, RX 데이터 프로세서(158)는 상기 수신된 변조 심볼들을 지시하는 비트 값을 제공하고, 상기 비트 값을 디인터리빙하며, 상기 디인터리브된 값을 디코드하여 디코딩된 비트들을 발생하는데, 이것은 데이터 싱크(160)로 제공된다. 상기 수신되어 디매핑되고, 디인터리빙되고 디코딩된 심볼은 송신기 시스템(110)에서 수행된 매핑, 인터리빙 및 인코딩에 대응한다. 상기 수신기 시스템(150)에 의한 프로세싱은 이하에서 보다 구체적으로 설명된다.

MIMO 시스템의 공간 부채널(보다 일반적으로, OFDM을 가지고 있는 또는 가지고 있지 않은 MIMO 시스템의 송신 채널들)들은 전형적으로 서로 다른 링크 상태를 경험하게 되며(예를 들어 서로 다른 페이딩과 다른 경로 효과), 서로 다른 SNR을 달성할 수 있다. 결국, 상기 송신 채널의 용량은 특정 레벨의 성능에 대한 각 송신 채널 상에서 송신되는 정보 비트 속도(즉, 변조 심볼 당 정보 비트들의 수)에 의해 결정된다. 게다가, 상기 링크 상태들은 전형적으로 시간에 따라 변한다. 결국, 상기 송신 채널에 대해 상기 지원되는 정보 비트 속도는 시간에 따라 변한다. 상기 송신 채널들을 보다 효율적으로 사용하기 위해, 상기 링크 상태들의 CSI는 결정될 수 있으며(전형적으로 상기 수신기 유닛에서) 상기 송신기 유닛으로 제공하여, 상기 프로세싱은 적절하게 조절될 수 있다. 본 발명은 개선된 시스템 성능을 제공하기 위해 CSI를 결정하고 활용하는 기술을 제공한다.

#### 부분적인 CSI 프로세싱을 가지고 있는 MIMO 송신기 시스템

도2A는 도1의 시스템의 송신기 부분의 일 실시예인, MIMO 송신기 시스템(110a)의 실시예에 대한 계통도이다. OFD M을 사용하지 않는 송신기 시스템(110a)은 수신기 시스템(150)에 의해 보고되는 부분적인 CSI에 근거하여 그것의 프로세싱을 조절할 수 있다. 시스템(110a)은 (1) 정보 비트들을 수신하고 프로세스하여 변조 심볼들을 제공하는 TX 데이터 프로세서(114a) (2) 상기 N<sub>T</sub> 송신 안테나들에 대한 변조 심볼들을 딜리플렉스하는 TX MIMO 프로세서(120a)를 포함한다.

TX 데이터 프로세서(114a)는 도1의 TX 데이터 프로세서(114)의 일 실시예이며, 다른 많은 설계들이 TX 데이터 프로세서(114)를 위해 사용될 수 있으며, 이것은 본 발명의 범위에 포함된다. 도2A의 특정 실시예에서, TX 데이터 프로세서(114a)는 인코더(202), 채널 인터리버(204), 천공기(206) 및 심볼 매핑 구성요소(208)를 포함한다. 인코더(202)는 특정 인코딩 구조에 상응하도록 상기 정보 비트들을 수신하고 인코드하여 코드된 비트들을 제공한다. 채널 인터리버(204)는 특정 인터리빙 구조에 근거하여 상기 코드된 비트들을 인터리브하여 다이버시티를 제공한다. 천공기(206)는 0개 이상의 상기 인터리브된 코드 비트들을 천공하여 바람직한 수의 코드된 비트들을 제공한다. 심볼 매핑 구성요소(208)는 상기 데이터를 송신하기 위해 사용되는 하나 이상의 송신 채널들을 위해 상기 천공되지 않은 코드된 비트를 변조 심볼들로 맵한다.

간소화를 위해 비록 도2A에는 도시되어 있지 않지만, 파일럿 데이터(예를 들어 공지된 형태의 데이터)는 인코드될 수 있으며, 상기 프로세스된 정보 비트들과 멀티플렉스된다. 상기 프로세스된 파일럿 데이터는 상기 정보 비트들을 송신하는데 사용되는 송신 채널들의 모든 또는 서브 세트에서 송신될 수 있다(즉, 시분할 멀티플렉스 방식으로). 상기 파일럿 데이터는 공지되어 있으며, 이하에서 보다 자세히 설명되는 것과 같이 채널 평가를 위해 상기 수신기에서 사용될 수 있다.

도2A에 도시되어 있는 것과 같이, 상기 인코딩 및 변조는 수신기 시스템(150)에 의해 보고된 상기 부분적인 CSI에 근거하여 조절될 수 있다. 일 실시예에서, 적응형 인코딩은 고정된 기본 코드(예를 들어, 1/3 터보 코드)를 사용하고 데이터를 송신하기 위해 사용되는 상기 송신 채널의 SNR에 의해 지원되는 것과 같이, 상기 원하는 코드 속도를 달성하기 위해 상기 천공을 조절함으로써 달성될 수 있다. 대안적으로, (블록 202로 점선으로 표시된 화살표에 의해 지시되는 것과 같이) 서로 다른 코딩 구조들이 상기 보고된 부분적인 CSI에 근거하여 사용될 수 있다. 예를 들어, 상기 송신 채널들 각각은 독립적인 코드에 의해 코드될 수 있다. 상기 코딩 구조에 의해, 연속적인 널링/등화(nulling/equalization) 및 방해 제거 수신기 프로세싱 구조는 상기 데이터 스트림을 탐지하고 디코드하여 상기 송신 데이터 스트림의 보다 신뢰할 수 있는 평가를 유도하기 위해 사용될 수 있다. 상기 수신기 프로세싱 구조는 이탈리아, 퍼사, Proc. ISSSE V-BLAST: 리치-분산 무선 채널 상에서 초고속 데이터 속도를 달성하기 위한 구조(An Architecture for Achieving Very High Data Rates over the Rich-Scattering Wireless Channel) 제하의 P.W. Wolniansky에 의한 논문에 설명되어 있으며, 이하 참고로 통합되어 있다.

각 송신 채널에 대해, 심볼 매핑 구성요소(208)은 논(non)-이진 심볼들을 형성하기 위해 그리고 상기 논-이진 심볼들을 상기 송신 채널을 위해 선택된 특정 변조 구조(예를 들어, QPSK, M-PSK, M-QAM)에 상응하는 신호 배열에 맵하기 위해 천공되지 않은 코드된 비트들의 세트들의 그룹으로 설계될 수 있다. 각 맵된 포인트는 변조 심볼들에 상응한다. 특정 레벨의 성능에 대한 각 변조 심볼들을 위해 전송될 수 있는 정보 비트들의 수는 상기 송신 채널의 SNR에 의존한다. 따라서, 각 송신 채널에 대한 상기 코딩 구조와 변조 구조는 상기 지원되는 부분적인 CSI에 근거하여 선택될 수 있다. 상기 채널 인터리빙은 (블록 204로 화살표에 의해 지시되는 것과 같이)상기 보고된 부분적인 CSI에 근

거하여 조절될 수 있다.

테이블1은 수 개의 SNR 범위들을 위해 사용될 수 있는 코딩 속도와 변조 구조의 여러 조합을 열거하고 있다. 각 채널들에 대한 상기 지원되는 비트 속도는 여러 개의 가능 코딩 속도와 변조 구조 중 하나를 사용하여 달성될 수 있다. 예를 들어, 심볼 당 하나의 정보 비트는 (1) 1/2의 코딩 속도와 QPSK 변조 (2) 1/3 코딩 속도와 8-PSK 변조 (3) 1/4 코딩 속도와 16-QAM 또는 다른 코딩 속도와 변조 구조의 조합을 사용하여 달성될 수 있다. 테이블1에서, QPSK, 1/6-QAM, 64-QAM은 상기 열거된 SNR 범위를 위해 사용된다. 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM과 같은 다른 변조 구조들은 또한 본 발명의 범위에서 사용될 수 있다.

테이블1

SNR 범위	심볼 당 정보 비트의 수	변조 심볼	심볼 당 코드된 비트의 수	코딩 속도
1.5-4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4-6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4-8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35-10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4-12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3-14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15-15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55-17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
>17.35	5	64-QAM	6	5/6

TX 데이터 프로세서(114a)로부터의 변조 심볼들은은 TX 데이터 프로세서(120a)로 제공되는데, 이것은 도1의 TX MIMO 프로세서(102)의 일 실시예이다. TX MIMO 프로세서(120a)에서, 디멀티플렉서(214)는 상기 수신된 변조 심볼들을 수 개의 변조 심볼의 스트림(NT)로 디멀티플렉스하는데, 하나의 스트림은 상기 변조 심볼들을 송신하는데 사용된다. 각 변조 심볼 스트림은 개별적인 변조기(122)에 제공된다. 각 변조기(122)는 상기 변조 심볼들을 아날로그 신호로 변환하며, 증폭하고 필터링하며 직교변조하고 상기 신호를 상향 변환하여 상기 무선 링크 상에서 송신하기에 적절하게 변조된 신호를 발생한다.

만약 상기 수 개의 공간 부채널이 가용 송신 안테나의 수보다 적으면(즉,  $N_c < N_T$ ), 여러 구조들이 상기 데이터 송신을 위해 사용될 수 있다. 일 구조에서,  $N_c$  변조 심볼 스트림은 발생되어 상기 가용 송신 안테나의 서브세트(즉  $N_c$ )으로 송신된다. 상기 남아있는 송신 안테나(Nt-Nc)는 상기 데이터 송신을 위해 사용된다. 다른 구조에서, 상기 추가적인 송신 안테나( $N_T - N_c$ )에 의해 제공되는 추가적인 여유는 상기 데이터 송신의 신뢰도를 개선하기 위해 사용된다. 이러한 구조에서, 하나 이상의 데이터 스트림 각각은 인코드되고, 인터리브되고, 다수의 송신 안테나 상에서 송신될 수 있다. 데이터 스트림에 대한 상기 다수의 안테나의 사용은 다이버시티를 증가시키며, 경로 효과의 삭제에 대해 신뢰도를 개선한다.

#### 전체 CSI 프로세싱을 가지고 있는 MIMO 송신기 시스템

도2B는 수신기 시스템(150)에 의해 보고된 전체 CSI에 근거하여 데이터를 프로세싱할 수 있는 MIMO 송신기 시스템(110b)의 실시예에 대한 계통도이다. 상기 정보 비트들은 TX 데이터 프로세서(114)에 의해 인코드되고, 인터리브되고 심볼 맵되어 변조 심볼들을 발생한다. 상기 코딩 및 변조는 상기 수신기 시스템에 의해 보고된 상기 가용 전체 CSI에 근거하여 조절되며, MIMO 송신기 시스템(110a)에 대해 상기 설명된 것과 같이 수행될 수 있다.

TX MIMO 프로세서(120b) 안에서, 채널 MIMO 프로세서(212)는 상기 수신된 변조 심볼들을 다수의 변조 심볼 스트림들로 디멀티플렉스하는데, 각 공간 부채널에 대한 하나의 스트림(즉 고유모드(eigenmode))은 상기 변조 심볼들을 송신하는데 사용된다. 전체-CI 프로세싱에서, 채널 MIMO 프로세서(212)는 상기  $N_c$  변조 심볼들을 각 시간 슬랏에 사전 조절하여, 다음과 같이  $N_T$  사전 조절된 변조 심볼들을 발생한다;

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & e_{1N_c} \\ e_{21}, & e_{22}, & e_{2N_c} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e_{N_r1}, & e_{N_r2}, & e_{N_rN_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_c} \end{bmatrix}$$

식(1)

여기서,  $b_1, b_2, \dots, b_{N_c}$  는 상기 공간 부채널들 1, 2, ...,  $N_c$ 에 대한 변조 심볼들이며, 각각의  $N_c$  변조 심볼들은 예를 들어 M-PSK, M-QAM 또는 다른 변조 구조를 사용하여 발생된다.

$e_{ij}$  는 상기 송신 안테나로부터 상기 수신 안테나로의 상기 송신 특성에 관련된 고유벡터 매트릭스 E의 구성요소이며,  $x_1, x_2, \dots, x_{N_r}$  은 다음과 같이 표현될 수 있는 사전 조절된 변조 심볼들이다;

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{1N_c},$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{2N_c},$$

$$x_{N_r} = b_1 \cdot e_{N_r1} + b_2 \cdot e_{N_r2} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{N_rN_c}.$$

상기 고유벡터 매트릭스(E)는 상기 송신기에 의해 계산될 수 있으며, 상기 수신기에 의해 상기 송신기로 제공된다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, 특정 송신 안테나에 대한 각 사전 조절된 변조 심볼( $x_i$ )은  $N_c$  공간 부채널까지의 변조 심볼의 선형 조합을 나타낸다. 상기 변조 심볼( $x_i$ ) 각각을 위해 사용되는 상기 변조 구조는 상기 고유모드의 효과적인 SNR에 근거하여, 고유값( $\lambda_i$ )에 비례한다. 각각의 사전 조절된 변조 심볼을 발생하기 위해 사용되는 상기 변조 심볼들( $N_c$ ) 각각은 서로 다른 신호 배열에 관련되어 있다. 각 시간 슬릿 동안에, 채널 MIMO 프로세서(212)에 의해 발생된 상기 사전 조절된 변조 심볼( $N_T$ )은 디멀티플렉서(214)에 의해 멀티플렉스되고 변조기(122,  $N_T$ )로 제공된다.

상기 전체 CSI 프로세싱은 상기 가용 CSI와 선택된 송신 안테나에 근거하여 수행될 수 있다. 상기 전체 CSI 프로세싱은 또한 선택적으로 능동적으로 인에이블되거나 또는 디스에이블된다. 예를 들어, 상기 전체 CSI 프로세싱은 특정 데이터 송신에 대해서 인에이블되고 다른 데이터 송신에 대해서는 디스에이블된다. 상기 전체 CSI 프로세싱은 예를 들어, 상기 통신 링크가 적절한 SNR을 가질 때 일정 상태에서 인에이블될 수 있다.

### OFDM을 가지고 있는 MIMO 송신기 시스템

도3은 OFDM을 활용하며, 전체 또는 부분적인 CSI에 근거하여 그것의 프로세싱을 조절할 수 있는 MIMO 송신기 시스템(110c)의 실시예에 대한 계통도이다. 상기 정보 비트들은 TX 데이터 프로세서(114)에 의해 인코드되고, 인터리브되고, 천공되어 맵되어 변조 심볼들을 발생한다. 상기 코딩 및 변조는 상기 수신기 시스템에 의해 보고된 가용 전체 또는 부분적인 CSI에 근거하여 조절될 수 있다. OFDM을 가지고 있는 MIMO 시스템에 대해, 상기 변조 심볼들은 다수의 주파수 부채널들 상에서 다수의 송신 안테나로부터 송신될 수 있다. 순수하게 MIMO 통신 모드에서 작동할 때, 상기 각 주파수 부채널 상에서의 송신과 각 송신 안테나로부터의 송신은 복제된 데이터를 나타내는 것은 아니다.

MIMO 프로세서(120c)에서, 디멀티플렉서(DEMUX, 310)는 상기 변조 심볼들을 수신하고 다수의 부채널 심볼 스트림(S1에서 SL)로 디멀티플렉스하는데, 각 주파수 부채널들에 대한 하나의 부채널 심볼 스트림은 상기 심볼들을 송신하는데 사용된다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, 각 부채널 심볼 스트림은 개별적인 부채널 MIMO 프로세서(312)로 제공된다. 각 부채널 MIMO 프로세서(312)는 상기 수신된 부채널 심볼 스트림을 다수의 심볼 서브스트림들로 디멀티플렉스되며, 각 공간 부채널에 대한 하나의 심볼 서브스트림은 상기 변조 심볼들을 송신하는데 사용된다. OFDM 시스템에서 전체 CSI 프로세싱에 대해, 상기 고유모드들은 유도되어 각각의 주파수 부채널 상에 적용된다. 따라서, 각각의 부채널 MIMO 프로세서(312)는 식(1)에 상응하여  $N_c$  변조 심볼들까지 사전 조절하여 사전 조절된 변조 심볼들을 발생한다. 특정 주파수 부채널의 특정 송신 채널에 대한 각각의 사전 조절된 변조 심볼은  $N_c$  공간 부채널들까지의 변조 심볼들의 선형 조합을 나타낸다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, 각 시간 슬릿 동안에 각각의 부채널 MIMO 프로세서(312)에 의해 발생된  $N_T$  사전 조절된 변조 심볼들은 각각의 디멀티플렉서(314)에 의해 디멀티플렉스되고, 316a에서 316t까지의  $N_T$  심볼 결합을 제공한다. 예컨대, 주파수 부채널(1)에 할당되는 부채널 MIMO 프로세서(312a)는 안테나(1 내지  $N_T$ )의 주파수 부채널(1)에 최대  $N_T$  개의 미리 조건설정된 변조 심볼을 제공할 수 있다. 마찬가지로, 주파수 부채널(L)에 할당되는 부채널

MIMO 프로세서(312I)는 안테나(1 내지  $N_T$ )의 주파수 부채널(L)에 최대  $N_T$  개의 심볼을 제공할 수 있다.

그리고, 부분적인 CSI 처리를 위해서, 각각의 부채널 심볼 스트림(S)은 각각의 디멀티플렉서(314)에 의해서 디멀티플렉싱되고, (최대)  $N_T$  개의 심볼 결합기(316a 내지 316t)에 제공된다. 부채널 MIMO 프로세서(312)를 통한 상기 처리는 부분적인 CSI 처리를 위해서 회피된다.

각각의 결합기(316)는 최대 L개의 주파수 부채널에 대한 변조 심볼을 수신하고, 각각의 시간 슬롯에 대한 심볼을 변조 심볼 벡터(V)에 결합하며, 그 다음 처리 스테이지(즉, 변조기(122))에 그 변조 심볼 벡터를 제공한다.

따라서, MIMO 프로세서(120c)는 각각의 전송 안테나에 대해서 하나씩 총  $N_T$  개의 변조 심볼 벡터( $V_1$  내지  $V_T$ )를 제공하기 위해서 변조 심볼을 수신하여 처리한다. 각각의 변조 심볼 벡터(V)는 단일 시간 슬롯을 커버하고, 변조 심볼 벡터(V)의 각 엘리먼트는 변조 심볼을 전달하는 고유 서브캐리어를 구비한 특정 주파수 부채널과 연관된다. 만약 순수(pure) MIMO 통신 모드로 동작하지 않는다면, 변조 심볼 벡터 중 일부는 다른 전송 안테나에 대한 특정 주파수 부채널에 대해서 복제 또는 중복 정보를 가질 수 있다.

도 3은 OFDM을 위한 변조기(122)의 실시예를 또한 도시하고 있다. MIMO 프로세서(120c)로부터의 변조 심볼 벡터( $V_1$  내지  $V_T$ )가 변조기(122a 내지 122t)에 각각 제공된다. 도 3에 도시된 실시예에서, 각각의 변조기(122)는IFFT(inverse Fast Fourier Transform)(320), 사이클 프리픽스 발생기(cycle prefix generator)(322), 및 업컨버터(324)를 포함한다.

IFFT(320)는 IFFT를 사용하여 각각의 수신된 변조 심볼 벡터를 시간-도메인 표현(OFDM 심볼로 지칭됨)으로 변환한다. IFFT(320)는 임의의 수의 주파수 부채널(예컨대, 8, 16, 32 등의 수)에 대해서 IFFT를 수행하도록 설계될 수 있다. 실시예에서는, OFDM 심볼로 변환된 각각의 변조 심볼 벡터에 대해서, 사이클 프리픽스 발생기(322)가 특정 전송 안테나에 대한 전송 심볼을 형성하기 위해 OFDM 심볼의 시간-도메인 표현 중 일부분을 반복한다. 사이클릭 프리픽스는 전송 심볼이 다중경로 지연 확산이 존재하는 경우에 직교 특성을 유지함으로써 해로운 경로 효과에 대항해서 성능을 향상시키도록 보장한다. IFFT(320) 및 사이클 프리픽스 발생기(322)를 구현하는 것은 해당 기술분야에 알려져 있으므로 여기서는 상세히 설명되지 않는다.

다음으로, 각각의 사이클 프리픽스 발생기(322)(즉, 각각의 안테나에 대한 전송 심볼)로부터의 시간-도메인 표현은 변조된 신호를 생성하기 위해 상향변환기(324)에 의해 처리되고(예컨대, 아날로그 신호로 변환, 변조, 증폭, 및 필터링), 이어서 각각의 안테나(124)로부터 전송된다.

OFDM 변조는 존 A.C. 빙햄(John A.C. Bingham)에 의해서 1990년 IEEE 통신 매거진의 **Multicarrier Modulation for Data Transmission : An Idea Whose Time Has Come** 이란 논문에 더욱 상세히 설명되어 있으며, 이는 본 명제서에서 참조된다.

다수의 다른 유형의 전송(예컨대, 음성, 시그널링, 데이터, 파일럿 등)이 통신 시스템에 의해서 전송될 수 있다. 그러한 전송 각각은 다른 처리과정을 필요로 할 수 있다.

도 4는 다른 전송 유형을 위해 다른 처리과정을 제공할 수 있으면서 또한 OFDM을 사용하는 MIMO 전송기 시스템(110d)의 일부분에 대한 블록도이다. 시스템(110d)에 의해서 전송될 모든 정보 비트를 포함하고 있는 집합 입력 데이터가 디멀티플렉서(408)에 제공된다. 디멀티플렉서(408)는 입력 데이터를 다수(K)의 채널 데이터 스트림( $B_1$  내지  $B_K$ )으로 디멀티플렉싱한다. 각각의 채널 데이터 스트림은 예컨대 시그널링 채널, 방송 채널, 음성 통화, 또는 패킷 데이터 전송에 대응할 수 있다. 각각의 채널 데이터 스트림이 각각의 TX 데이터 프로세서(114)에 제공되고, 상기 TX 데이터 프로세서(114)는 그 채널 데이터 스트림을 위해 선택된 특정 인코딩 방식을 사용하여 상기 데이터를 인코딩하고, 특별한 인터리빙 방식에 근거해서 상기 인코딩된 데이터를 인터리빙하며, 그 채널 데이터 스트림을 전송하기 위해 사용되는 하나 이상의 전송 채널을 위한 변조 심볼에 상기 인터리빙된 비트를 매핑시킨다.

상기 인코딩은 매 전송마다 수행될 수 있다(즉, 도 4에 도시된 바와 같이 각각의 채널 데이터 스트림마다 수행될 수 있다). 그러나, 그 인코딩은 집합 입력 데이터(도 1에 도시된 바와 같이), 다수의 채널 데이터 스트림, 채널 데이터 스트림의 일부분, 주파수 부채널 및 공간 부채널 세트, 각각의 주파수 부채널, 각각의 변조 심볼, 또는 일부 다른 시간, 공간 및 주파수 단위로 또한 수행될 수 있다.

각 TX 데이터 프로세서(114)로부터의 변조 심볼 스트림은 하나 이상의 주파수 부채널 및 각 주파수 부채널의 하나 이상의 공간 부채널을 통해서 전송될 수 있다. TX MIMO 프로세서(120d)는 TX 데이터 프로세서(114)로부터 변조 심볼 스트림을 수신한다. 각각의 변조 심볼 스트림에 사용될 통신 모드에 따라서, TX MIMO 프로세서(120d)는 변조 심볼 스트림을 다수의 부채널 심볼 스트림으로 디멀티플렉싱한다. 도 4에 도시된 실시예에서, 변조 심볼 스트림( $S_1$ )은 하나의 주파수 부채널을 통해 전송되고, 변조 심볼 스트림( $S_K$ )은 L 개의 주파수 부채널을 통해 전송된다. 각각

의 주파수 부채널에 대한 변조 스트림은 각각의 부채널 **MIMO** 프로세서(412)에 의해서 처리되고, 디멀티플렉서(414)에 의해서 디멀티플렉싱되며, 각각의 전송 안테나에 대한 변조 심볼 백터를 형성하기 위해서 결합기(416)에 의해 결합된다(예컨대, 도 3에 설명된 것과 유사한 방식으로 결합된다).

일반적으로, 전송기 시스템은 전송 채널의 전송 성능을 나타내는 정보를 근거해서 각각의 상기 전송 채널에 대한 데이터를 코딩하고 변조한다. 그러한 정보는 통상적으로 위에서 설명된 부분 CSI나 전체 CIS의 형태이다. 데이터 전송에 사용되는 전송 채널에 대한 전체/부분-CSI는 통상적으로 수신기 시스템에서 결정되어 전송기 시스템에 다시 보고되며, 상기 전송기 시스템은 적절히 코딩 및 변조를 조정하기 위해서 그 정보를 사용한다. 본 명세서에서 설명되는 기술은 **MIMO**, **OFDM** 또는 다중 병렬 전송 채널을 지원할 수 있는 어떤 다른 통신 방식(예컨대, **CDMA** 방식)에 의해서 지원되는 다중 병렬 전송 채널에 적용가능하다.

**MIMO** 처리과정은 2000년 3월 22에 출원되어 본 출원인의 양수인에게 양도되었으며 본 명세서에서 참조되고 있는 미국 특허 출원 제 09/532,492호 HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION에 더 상세히 설명되어 있다. 다른 수신기 처리 기술도 또한 사용될 수 있으며 본 발명의 범위 내에 있다.

### MIMO 수신기 시스템

본 발명의 양상은 전송된 데이터를 복원하기 위해 **MIMO** 시스템에서 수신된 신호를 처리하고 **MIMO** 채널의 특성을 추정하는 기술을 제공한다. 추정된 채널 특성은 전송기 시스템에 다시 보고되고, 신호 처리(예컨대, 코딩, 변조 등)를 조정하기 위해 사용된다. 그러한 방식을 통해서, 결정된 채널 조건에 근거해서 고성능이 달성된다. 본 명세서에서 설명되는 수신기 처리 기술은 **CCMI**(channel correlation matrix inversion) 기술, **UMMSE**(unbiased minimum mean square error) 기술, 및 전체-CSI 기술을 포함하는데, 그러한 기술들 모두 역시 사용될 수 있으며 본 발명의 범위 내에 있다.

도 1은 여러개( $N_R$ )의 수신 안테나를 구비하면서 데이터 전송을 처리할 수 있는 수신기 시스템(150)을 나타낸다. 최대  $N_T$  개의 전송 안테나로부터 전송되는 신호는  $N_R$  개의 안테나(152a 내지 152r) 각각에 의해서 수신되고, 각각의 복조기(DEMOD)(154)(프런트-엔드 프로세서로도 지칭됨)에 보내진다. 예컨대, 수신 안테나(152a)는 다수의 전송 안테나로부터 다수의 전송되는 다수의 신호를 수신할 수 있고, 수신 안테나(152r)도 마찬가지로 여러 전송되는 신호를 수신할 수 있다. 각각의 복조기(154)는 수신된 신호를 조건설정(condition)하고(예컨대, 필터링 및 증폭), 그 조건 설정된 신호를 중간 주파수나 기저대역으로 하향변환하며, 그 하향변환된 신호를 디지털화한다. 각각의 복조기(154)는 수신된 변조 심볼을 생성하기 위해서 수신된 파일럿을 통해 상기 디지털화된 샘플을 또한 복조하고, **RX MIMO** 프로세서(156)에 제공한다.

만약 데이터 전송을 위해서 **OFDM**이 사용되면, 각각의 복조기(154)는 도 3에 도시된 변조기(122)에 의해서 수행되는 처리를 보완하는 처리를 또한 수행한다. 그 경우에, 각각의 복조기(154)는 상기 **FFT** 프로세서는 샘플의 변환된 표현을 생성하고, 변조 심볼 백터 스트림을 제공하는 **FFT** 프로세서(미도시)를 포함하는데, 각각의 백터는  $L$ 개의 주파수 부채널에 대한  $L$ 개의 변조 심볼을 포함한다. 모든 복조기의 **FFT** 프로세서로부터의 변조 심볼 백터 스트림은 디멀티플렉서/결합기(도 5에 미도시)에 제공되는데, 상기 디멀티플렉서/결합기는 먼저 각각의 **FFT** 프로세서로부터의 변조 심볼 백터 스트림을 다수(최대  $L$ 개)의 부채널 심볼 스트림으로 채널화 한다. (최대)  $L$ 개의 부채널 심볼 스트림 각각은 각각의 **RX MIMO** 프로세서(156)에 제공될 수 있다.

**MIMO** 시스템이 **OFDM**을 사용하지 않는 경우에는, 하나의 **RX MIMO** 프로세서(156)가 사용됨으로써  $N_R$  개의 수신 안테나로부터의 변조 심볼에 대해 **MIMO** 처리를 수행할 수 있다. **MIMO** 시스템이 **OFDM**을 사용한다면, 하나의 **RX MIMO** 프로세서(156)가 사용됨으로써 데이터 전송에 사용되는  $L$ 개의 주파수 부채널 각각에 대해  $N_R$  개의 수신 안테나로부터의 변조 심볼에 대해 **MIMO** 처리를 수행할 수 있다.

$N_T$  개의 전송 안테나와  $N_R$  개의 수신 안테나를 구비한 **MIMO** 시스템에서,  $N_R$  개의 수신 안테나의 출력단에서 수신되는 신호는 다음과 같이 표현될 수 있는데,

$$\underline{r} = \mathbf{H}\underline{x} + \underline{n} \quad \text{식 (2)}$$

여기서,  $\underline{r}$ 은 수신된 심볼 백터(즉, 수신 안테나에서 측정되는 바와 같은 **MIMO** 채널로부터 출력된  $N_R \times 1$  백터)이고,  $\mathbf{H}$ 는 특정 시간에  $N_T$  개의 전송 안테나 및  $N_R$  개의 수신 안테나에 채널 응답을 제공하는  $N_R \times N_T$  채널 계수 매트릭스이고,  $\underline{n}$ 은 전송된 심볼 백터(**MIMO** 채널로의  $N_R \times 1$  백터 입력)이며,  $\underline{x}$ 은 잡음과 간섭의 합을 나타내는  $N_R \times 1$  백터이다. 수신된 심볼 백터( $\underline{r}$ )는 특정 시간에  $N_R$  개의 수신 안테나를 통해 수신되는  $N_R$  개의 신호로부터의  $N_R$  개의 변조 심볼을 포함한다. 마찬가지로, 전송된 심볼 백터( $\underline{x}$ )는 특정 시간에  $N_T$  개의 전송 안테

나를 통해 전송되는  $N_T$  개의 신호의  $N_T$  개의 변조 심볼을 포함한다.

### CCMI 기술을 사용하는 MIMO 수신기

CCMI 기술에 있어서, 수신기 시스템은 수신된 심볼 벡터( $\underline{r}$ )에 대해 채널 매칭 필터 동작을 먼저 수행하고, 필터링 된 출력은 다음과 같이 표현될 수 있는데,

$$\underline{H}^H \underline{r} = \underline{H}^H \underline{H} \underline{x} + \underline{H}^H \underline{n} \quad \text{식 (3)}$$

여기서, 위첨자  $H$ 는 전치 및 복소 공액을 나타낸다. 정방 매트릭스( $R$ )는 채널 계수 매트릭스( $H$ )와 공액-전치  $H^H$ 의 곱을 나타내기 위해 사용될 수 있다(즉,  $R = H^H H$ ).

채널 계수 매트릭스( $H$ )는 예컨대 테이터와 함께 전송되는 파일럿 심볼로부터 유도될 수 있다. 최적의 수신을 수행하고 전송 채널의 SNR을 추정하기 위해서, 일부 알려진 심볼을 전송 데이터 스트림에 삽입하고 그 알려진 심볼을 하나 이상의 전송 채널을 통해 전송하는 것이 종종 유리하다. 그러한 알려진 심볼은 또한 파일럿 심볼이나 파일럿 신호로도 지칭된다. 파일럿 신호나 테이터 전송에 근거해서 단일 전송 채널을 추정하기 위한 방법은 해당 기술분야에서 입수할 수 있는 여러 문서에서 찾아볼 수 있다. 그러한 채널 추정 방법 중 한 가지는 F. 링(F. Ling)에 의해서 1999년 10월의 I EEE 통신 회보에 **Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of Reference-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications**에 기재되어 있다. 그러한 채널 추정 방법이나 일부 다른 채널 추정 방법이 채널 계수 매트릭스( $H$ )를 유도하기 위해서 매트릭스 형태로 확장될 수 있다.

전송 심볼 벡터( $\underline{x}'$ )는 단일 벡터( $H^H \underline{r}$ )를  $R$ 의 역수(inverse)(또는 의사-역수)와 곱함으로써 획득될 수 있는데, 이는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} \underline{x}' &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}^H \underline{r} \\ &= \underline{x} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}^H \underline{n} \\ &= \underline{x} + \underline{n}' \end{aligned} \quad \text{식 (4)}$$

위의 수학식으로부터, 전송 심볼 벡터( $\underline{x}'$ )가 수신 심볼 벡터( $\underline{r}$ )를 매칭 필터링하고(즉, 매트릭스  $H^H$ 와 곱함으로써) 그 필터링된 결과를 역 정방 매트릭스( $R^{-1}$ )와 곱함으로써 복원될 수 있다는 것을 알 수 있다.

전송 채널의 SNR은 다음과 같은 결정될 수 있다. 잡음 벡터( $\underline{n}$ )의 자동상관 매트릭스( $\Phi_{nn}$ )는 수신된 심볼로부터 제일 먼저 계산된다. 일반적으로,  $\Phi_{nn}$ 은 헤르미티안 매트릭스(Hermitian matrix)인데, 즉, 그것은 복수-공액-대칭이다. 만약 채널 잡음의 성분이 비상관적이고 또한 의존적이며 동일하게 분산된다면(iid), 잡음 벡터( $\underline{n}$ )의 자동상관 매트릭스( $\Phi_{nn}$ )는 다음과 같이 표현될 수 있는데,

$$\phi_{nn} = \sigma_n^2 \mathbf{I}, \text{ and}$$

$$\phi_{nn}^{-1} = \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I}, \quad \text{식 (5)}$$

여기서,  $\mathbf{I}$ 는 항등 매트릭스(즉, 대각선을 따라 1이고 그 밖에는 0)이고,  $\sigma_n^2$ 은 수신 신호의 잡음 편차이다. 사전-처리된 잡음 벡터( $\underline{n}'$ )의 자동상관 매트릭스( $\Phi_{n'n'}$ )(즉, 매칭 필터링 및 매트릭스  $R^{-1}$ 과의 사전-곱 이후)는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} \phi_{n'n'} &= E[\underline{n}' \underline{n}'^H] \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{R}^{-1} \end{aligned} \quad \text{식 (6)}$$

수학식 6에서, 사전-처리된 잡음( $\underline{n}'$ )의  $i$ -번째 엘리먼트의 잡음 편차( $\sigma_{n'i}^2$ )는  $\sigma_{n'i}^2$ 이고, 여기서,  $\mathbf{R}^{-1}$ 은  $R^{-1}$ 의  $i$ -번째 대각 엘리먼트이다. MIMO 시스템이 OFDM을 사용하지 않는 경우에,  $i$ -번째 엘리먼트는  $i$  번째 수신 안테나를 나타낸다. 그리고 OFDM이 사용되면, 서브스크립트  $i$ 는 서브스크립트  $jk$ 로 분할될 수 있으며, 상기  $j$ 는  $j$ 번째 주파수 부채널을 나타내고  $k$ 는  $k$ 번째 수신 안테나와 상응하는  $k$ 번째 공간의 부채널을 나타낸다.

CCMI 기술을 위해, 처리후 수신된 심볼 벡터(즉,  $\underline{x}$  의  $i$ 번째 엘리먼트)의  $i$ 번째 엘리먼트의 **SNR**은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{\overline{|x'_i|^2}}{\sigma_n^2} . \quad \text{식(7)}$$

만약  $i$ 번째 송신된 심볼  $\overline{|x'_i|^2}$  의 편차가 평균적으로 1(1.0)이면, 수신 심볼 벡터의 **SNR**은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{1}{r_i \sigma_n^2} .$$

잡음 편차는  $1/\sqrt{r_i}$ 에 의한 수신된 심볼 벡터의  $i$ 번째 엘리먼트를 스케일링하여 표준화될 수 있다.

$N_R$  수신 안테나로부터 스케일링된 신호는 서로 합산되어 조합된 신호를 형성할 수 있으며, 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$x'_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{x'_i}{r_i} . \quad \text{식(8)}$$

조합된 신호의 **SNR**인  $SNR_{total}$ 은  $N_R$  수신 안테나로부터의 신호의 **SNR**의 합과 동일한 최대 조합된 **SNR**을 포함할 것이다. 조합된 **SNR**은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} SNR_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{r_i} . \quad \text{식(9)}$$

도 5는 전술된 CCMI 처리를 실행할 수 있는 RX MIMO 프로세서(156a)의 실시예를 도시한다. RX MIMO 프로세서(156a)내에서,  $N_R$  수신 안테나로부터의 변조 신호는 멀티플렉서(512)에 의해 멀티플렉싱되어 수신된 변조 심볼 벡터  $\underline{r}$ 의 스트림을 형성한다. 채널 계수 매트릭스  $\mathbf{H}$ 는 당업자에게 공지된 바와 같이 종래의 파일럿 보조 단일 및 다중-캐리어 시스템과 유사한 파일럿 신호에 기초하여 추정될 수 있다. 매트릭스  $\mathbf{R}$ 은 그후에 전술된 바와 같이  $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 에 따라 계산된다. 수신된 변조 심볼 벡터  $\underline{r}$ 은 그후에 매치 필터(514)에 의해 필터링되며 식(3)에 전술된 바와 같이 공액-전치 채널 계수 매트릭스  $\mathbf{H}^H$ 에 각 백터  $\underline{r}$ 을 미리 곱한다. 필터링된 벡터는 또한 곱셈기(516)에 의해 역제곱 매트릭스  $\mathbf{R}^{-1}$ 와 미리 곱해져서 식(4)에 전술된 바와 같이 송신된 변조 심볼 벡터  $\underline{x}$ 의 추정값  $\underline{x}$ 를 형성한다.

특정 통신 모드를 위해, 채널 데이터 스트림의 송신을 위해 사용되는 모든 안테나로부터의 부채널 심볼 스트림은 시간, 공간, 및 주파수를 통해 여분의 정보를 조합하는 조합기(518)에 제공될 수 있다. 조합된 변조 심볼  $\underline{x}$ 는 RX 데이터 프로세서(158)에 제공된다. 임의의 다른 통신 모드를 위해, 추정된 정보 심볼  $\underline{x}$ 는 RX 데이터 프로세서(158)에 직접 제공될 수 있다(도 5에는 미도시).

따라서 RX MIMO 프로세서(156a)는 송신기 시스템에서 사용되는 송신 채널의 갯수에 상응하는 다수의 독립적인 심볼 스트림을 생성한다. 각각의 심볼 스트림은 송신기 시스템에서 전체/부분-CSI 처리 이전에 변조 심볼에 상응하는 전처리된 변조 심볼을 포함한다. (전처리된) 심볼 스트림은 RX 데이터 프로세서(158)에 제공된다.

RX 데이터 프로세서(158)내에서, 변조 심볼의 각각의 전처리된 심볼 스트림은 처리될 송신 채널을 위한 송신기 시스템에서 사용되는 변조 방식과 상호 보완되는 복조 방식(예, M-PSK, M-QAM)을 실행하는 각각의 복조 엘리먼트에 제공된다. MIMO 통신 모드를 위해, 모든 할당된 복조기로부터 복조된 데이터는 독립적으로 디코딩될 수 있거나 한개의 채널 데이터 스트림으로 멀티플렉싱될 수 있으며, 그후에 송신기 유니트에서 사용되는 코딩 및 변조 방법에 따라 디코딩될 수 있다. 각각의 채널 데이터 스트림은 그후에 채널 데이터 스트림에 대한 송신기 유니트에서 사용되는 것과 상호 보완되는 디코딩 방식을 실행하는 각각의 디코더에 제공될 수 있다. 각각의 디코더로부터 디코딩된 데이터는 채널 데이터 스트림에 대한 송신된 데이터의 추정값을 나타낸다.

추정된 변조 심볼  $\underline{x}$  및/또는 조합된 변조 심볼  $\underline{x}$ 은 CSI 프로세서(520)에 제공되어 송신 채널에 대한 전체 또는 부분적인 CSI를 결정하고 상기 전체/부분적인 CSI가 다시 보고되도록 송신기 시스템(110)에 제공한다. 예를 들어, CSI 프로세서(520)는 수신된 파일럿 신호에 기초하여  $i$ 번째 송신 채널의 잡음 공분산 매트릭스  $\mathbf{Q}_{nn}$ 를 추정하여 식(

7) 및 식(9)를 기초로 **SNR**을 계산할 수 있다. **SNR**은 당업자에게 공지된 바와 같이 종래의 파일럿 보조 단일 및 멀티-캐리어 시스템과 유사하게 추정될 수 있다. 송신 채널에 대한 **SNR**은 송신기 시스템에 다시 보고되는 부분적인 **CSI**를 포함한다. 변조 심볼은 채널 추정기(522) 및 채널 계수 매트릭스 **H**를 각각 조정하는 매트릭스 프로세서(524)에 추가로 제공되어 제곱 매트릭스 **R**을 유도한다. 제어기(530)는 RX MIMO 프로세서(156a) 및 RX 데이터 프로세서(158)에 접속하여 상기 유니트의 작동을 감독한다.

### UMMSE 기술을 사용하는 MIMO 수신기

UMMSE 기술에 대하여, 수신기 시스템은 수신된 심볼 벡터 r 과 매트릭스 **M**을 곱하여 송신된 심볼 벡터 x의 초기 MMSE 추정값  $\hat{x}$  을 유도하며, 이는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\hat{x} = \mathbf{M}\underline{r} \quad \text{식(10)}$$

매트릭스 **M**은 초기 MMSE 추정값  $\hat{x}$  과 송신된 심볼 벡터 x (즉,  $\mathbf{e} = \hat{x} - x$ ) 사이의 에러 벡터 e의 평균 제곱 에러값이 최소가 되도록 선택된다.

**M**을 결정하기 위해, 비용 함수  $\varepsilon$  는 먼저 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E[\mathbf{e}^H \mathbf{e}] \\ &= E\{[\underline{r}^H \mathbf{M}^H - \underline{x}^H][\mathbf{M}\underline{r} - \underline{x}]\} \\ &= E\{\underline{r}^H \mathbf{M}^H \mathbf{M}\underline{r} - 2\text{Re}[\underline{x}^H \mathbf{M}\underline{r}] + \underline{x}^H \underline{x}\} \end{aligned}$$

비용 함수  $\varepsilon$  를 최소화 하기 위해, 비용 함수의 도함수는 **M** 과 연관하여 구할 수 있으며, 그 결과는 다음과 같이 0이 될 수 있다:

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{M}} \varepsilon = 2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H - 2\mathbf{H} = \mathbf{0}.$$

등식  $E\{\underline{x}\underline{x}^H\} = \mathbf{I}$ ,  $E\{\underline{r}\underline{r}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn}$ , 및  $E\{\underline{r}\underline{x}^H\} = \mathbf{H}$  를 사용하여, 다음 식이 계산된다:

$$2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H = 2\mathbf{H}.$$

따라서, 매트릭스 **M** 은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1}. \quad \text{식(11)}$$

식(10) 및 식(11)을 기초로하여, 송신된 심볼 벡터 x의 초기 MMSE 추정값  $\hat{x}$  은 다음과 같이 결정될 수 있다:

$$\begin{aligned} \hat{x} &= \mathbf{M}\underline{r} \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \underline{r} \quad \text{식(12)} \end{aligned}$$

UMMSE 기술을 위한 송신 채널의 **SNR**을 결정하기 위해, 신호 요소는 먼저 추가 잡음을 통해 평균된 x 의 평균값  $\hat{x}$  를 기초로하여 결정될 수 있으며, 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} E[\hat{x} | \underline{x}] &= E[\mathbf{M}\underline{r} | \underline{x}] \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} E[\underline{r}] \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H}\underline{x} \\ &= \mathbf{V}\underline{x}, \end{aligned}$$

상기 매트릭스 **V** 는 다음과 같이 정의된다:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V} &= \{v_{ij}\} \\
 &= \mathbf{MH} \\
 &= \mathbf{H}^H (\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H}
 \end{aligned}$$

다음 항등식을 사용하여,

$$(\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1} = \phi_{nn}^{-1} - \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1},$$

매트릭스  $\mathbf{V}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H})^{-1}.$$

초기 MMSE 추정값  $\hat{\mathbf{x}}$ 의 i번째 엘리먼트인  $\hat{x}_i$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\hat{x}_i = v_{1i} x_1 + \dots + v_{ii} x_i + \dots + v_{N_R i} x_{N_R}. \quad \text{식(13)}$$

만약  $\hat{\mathbf{x}}$ 의 모든 엘리먼트가 비상관되고, 0의 평균값을 가지면,  $\hat{\mathbf{x}}$ 의 i번째 엘리먼트의 예측값은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$E[\hat{x}_i | \mathbf{x}] = v_{ii} x_i. \quad \text{식(14)}$$

식(14)에 도시된 바와 같이,  $\hat{x}_i$ 는  $\mathbf{x}_i$ 의 바이어싱된 추정값이다. 상기 바이어스는 UMMSE 기술에 따라 개선될 수 신기 성능을 획득하기 위하여 소거될 수 있다.  $\mathbf{x}_i$ 의 바이어싱되지 않은 추정값은  $\hat{x}_i$ 를  $v_{ii}$ 로 나눔으로써 획득될 수 있다. 따라서,  $\mathbf{x}$ 의 바이어싱되지 않은 chl소 제곱 평균 예측 추정값인  $\tilde{\mathbf{x}}$ 은 다음과 같이 바이어싱된 추정값  $\hat{\mathbf{x}}$ 에 대각 매트릭스  $\mathbf{D}_v^{-1}$ 을 미리 곱하여 획득될 수 있으며:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{D}_v^{-1} \hat{\mathbf{x}}, \quad \text{식(15)}$$

$$\text{상기 } \mathbf{D}_v^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_R N_R}).$$

간섭을 더한 잡음값을 결정하기 위해, 바이어싱되지 않은 추정값  $\tilde{\mathbf{x}}$ 과 송신된 심볼 벡터  $\mathbf{x}$  사이의 에러  $\hat{\mathbf{e}}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{e}} &= \mathbf{x} - \mathbf{D}_v^{-1} \hat{\mathbf{x}} \\
 &= \mathbf{x} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H}
 \end{aligned}$$

에러 벡터  $\hat{\mathbf{e}}$ 의 자기상관 매트릭스는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned}
 \phi_{ee} &\cong \mathbf{U} \cong \{u_{ij}\} = E[\hat{\mathbf{e}} \hat{\mathbf{e}}^H] \\
 &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} \left( \mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1} \right) - \left( \mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1} \right) \mathbf{H}^H (\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_v^{-1}.
 \end{aligned}$$

에러 벡터  $\hat{\mathbf{e}}$ 의 i번째 엘리먼트의 편차는  $u_{ii}$ 와 동일하다. 에러 벡터  $\hat{\mathbf{e}}$ 의 엘리먼트는 상관된다. 그러나, 충분한 인터리빙은 에러 벡터  $\hat{\mathbf{e}}$ 의 엘리먼트사이의 상관이 무시될 수 있고 편차가 시스템 성능에 영향을 미치도록 사용될 수 있다.

만약 채널 잡음의 요소가 비상관되고 ---면, 채널 잡음의 상관 매트릭스는 식(5)에 도시된 바와 같이 표현될 수 있다. 상기 경우에, 여러 벡터  $\hat{\mathbf{e}}$  의 자기상관 매트릭스는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned}\phi_{\hat{\mathbf{e}}\hat{\mathbf{e}}} &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_{\hat{\mathbf{x}}}^{-1} [\mathbf{I} - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}] (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_{\hat{\mathbf{x}}}^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_{\hat{\mathbf{x}}}^{-1}) [\mathbf{I} - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}] \mathbf{D}_{\hat{\mathbf{x}}}^{-1} \\ &= \mathbf{U} = \{u_{ij}\}.\end{aligned}\quad \text{식(16)}$$

그리고, 채널 잡음의 요소가 비상관되면,

$$\mathbf{U} = \mathbf{I} - \mathbf{D}_{\hat{\mathbf{v}}}^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_{\hat{\mathbf{v}}}^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_{\hat{\mathbf{v}}}^{-1}) \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_{\hat{\mathbf{v}}}^{-1}. \quad \text{식(17)}$$

1번째 송신된 심볼에 상응하는 복조기 출력의 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{E[\overline{|x_i|^2}]}{u_{ii}}. \quad \text{식(18)}$$

만약 처리된 수신 심볼  $\underline{x}_i$ 의 편차  $\overline{|x_i|^2}$  가 평균적으로 1(1.0)과 동일하다면, 수신 심볼 벡터의 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{1}{u_{ii}}.$$

도 6은 RX MIMO 프로세서(156b)의 실시예를 도시하며, 전술된 UMMSE 처리를 실행할 수 있다. CCMII 방법과 유사하게, 매트릭스  $\mathbf{H}$  및  $\phi_{nn}$ 은 먼저 수신된 파일럿 신호 및/또는 데이터 송신을 기초로하여 추정될 수 있다. 그후에 가중 계수 매트릭스  $\mathbf{M}$ 은 식(11)에 따라 계산된다. RX MIMO 프로세서(156b)내에서,  $\mathbf{N}_R$  수신 안테나로부터의 변조 심볼은 곱셈기(612)에 의해 곱해져서 수신된 변조 심볼 벡터  $\underline{x}$ 의 스트림을 생성한다. 수신된 변조 심볼 벡터  $\underline{x}$ 은 그후에 곱셈기(614)에 의해 매트릭스  $\mathbf{M}$ 과 미리 곱해져서 식(10)에 전술된 바와 같이 수신된 심볼 벡터  $\underline{x}$ 의 추정값  $\hat{\underline{x}}$ 을 형성한다. 추정값  $\hat{\underline{x}}$ 은 추가로 곱셈기(616)에 의해 대각 매트릭스  $\mathbf{D}_{\hat{\mathbf{v}}}^{-1}$ 과 미리 곱해져서 식(15)에 전술된 바와 같이 수신된 심볼 벡터  $\underline{x}$ 의 바이어싱되지 않은 추정값  $\tilde{\underline{x}}$ 을 형성한다.

다시, 실행중인 특정 통신 모드에 따라, 채널 데이터 스트림의 송신을 위해 사용되는 부채널 심볼 스트림은 시간, 공간 및 주파수를 통해 여분의 정보를 조합하는 조합기(618)에 제공될 수 있다. 조합된 변조 심볼  $\tilde{\underline{x}}$ 은 그후에 RX 데이터 프로세서(158)에 제공된다. 그리고, 임의의 다른 통신 모드에 대하여, 추정된 변조 심볼  $\tilde{\underline{x}}$ 은 RX 데이터 프로세서(158)에 직접 제공될 수 있다.

바이어싱되지 않은 변조 심볼  $\tilde{\underline{x}}$  및/또는 조합된 변조 심볼  $\tilde{\underline{x}}$ 이 CSI 프로세서(620)에 제공되며, 이러한 프로세서는 전송 채널에 대한 전체 또는 부분 CSI를 결정하고 송신기 시스템(110)에 다시 보고될 전체/부분 CSI를 제공한다. 예를 들면, CSI 프로세서(620)는 식(16) 내지(18)에 따라 1번째 전송 채널의 SNR을 결정한다. 전송 채널의 SNR은 송신기 시스템으로 다시 보고되는 부분-CSI를 포함한다. 식(11)에서 계산된 바와 같이 최적의  $\mathbf{M}$ 은 이미 여러 벡터의 표준을 최소화하여야 한다.  $\mathbf{D}_{\hat{\mathbf{v}}}$ 는 식(16)에 따라 계산된다.

### 전체-CSI 기술을 사용하는 MIMO 수신기

전체-CSI 기술에 대해,  $\mathbf{N}_R$  수신 안테나의 출력에서 수신된 신호는 상기 식(2)에 표현된 바와 같이 표현될 수 있고:

$$\underline{r} = \mathbf{H} \underline{x} + \underline{n}$$

자신의 공액전치와의 채널 매트릭스 곱에 의해 형성된 에르미트 매트릭스의 고유값 분해는 다음과 같이 표현된다:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{E} \Lambda \mathbf{E}^H$$

여기서,  $\mathbf{E}$ 는 고유값 매트릭스이고,  $\Lambda$ 는 고유값의 대각행렬이며, 이들 둘의 차원은  $N_T \times N_T$ 이다. 송신기는 식 (1)에 표현된 바와 같이, 고유값 행렬  $\mathbf{E}$ 를 사용하여  $N_T$  번조 심볼의 세트  $\underline{\mathbf{b}}$ 를 전제(precondition)로 한다. 따라서,  $N_T$  송신 안테나로부터 전송된 (전제된) 번조 심볼은 다음과 같이 표현된다:

$$\underline{\mathbf{x}} = \mathbf{E} \underline{\mathbf{b}}$$

$\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  가 에르미트 연산자이므로, 고유값 행렬은 유니타리(unitary) 행렬이다. 따라서, 만일  $\underline{\mathbf{b}}$ 의 엘리먼트가 동일한 면(power)을 가진다면,  $\underline{\mathbf{x}}$ 의 엘리먼트는 동일한 면을 가진다. 수신된 신호는 다음과 같이 표현된다:

$$\underline{\mathbf{r}} = \mathbf{H} \mathbf{E} \underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{n}} \quad \text{식 (19)}$$

수신기는 채널-정합-필터 연산을 수행하고, 정확한 고유벡터에 의한 곱이 후행한다. 채널-정합-피터와 곱 연산의 결과가 벡터  $\underline{\mathbf{z}}$ 이고 다음과 같이 표현된다:

$$\underline{\mathbf{z}} = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} \underline{\mathbf{b}} + \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \underline{\mathbf{n}} = \Lambda \underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{n}'} \quad \text{식 (20)}$$

여기서, 새로운 잡음 항은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$E(\hat{\underline{\mathbf{n}}}\hat{\underline{\mathbf{n}}}^H) = E(\mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \underline{\mathbf{n}}\underline{\mathbf{n}}^H \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} = \Lambda \quad \text{식 (21)}$$

즉, 잡음 성분은 고유값에 의해 주어진 분산에 대해 독립적이다.  $\underline{\mathbf{z}}$ 의  $i$ 번/째 성분의 SNR은  $\lambda_i$ 이고,  $\Lambda$ 의  $i$ 번째 대각 엘리먼트이다.

전체-CSI 처리는 언급된 미국 특허출원번호 09/532,492에 상세히 개시되어 있다.

도 5에 도시된 수신된 엘리먼트는 전체-CSI 기술을 구현하는데 사용될 수 있다. 수신된 번조 심볼 벡터  $\underline{\mathbf{z}}$ 은 정합 필터(514)에 의해 필터링되고, 이러한 필터는 식 (20)에 표현된 바와 같이 각각의 벡터  $\underline{\mathbf{z}}$ 을 공액전치 채널 계수 행렬  $\mathbf{H}^H$ 와 미리 곱한다. 더욱이, 필터링된 벡터는 식 (20)에 표현된 바와 같이, 곱셈기(516)에 의해 정확한 고유벡터  $\mathbf{E}^H$ 와 미리 곱해져서 번조 심볼 벡터  $\underline{\mathbf{b}}$ 의 추정치  $\underline{\mathbf{z}}$ 를 생성한다. 전체-CSI 기술의 경우, 행렬 프로세서(524)는 정확한 고유벡터  $\mathbf{E}^H$ 를 제공하도록 구성된다. 후속 처리(예를 들면, 조합기(518)와 RX 데이터 프로세서(158))는 상술된 바와 같이 달성된다.

전체-CSI 기술에 대해, 송신기 유니트는 고유값에 의해 주어진 SNR에 기초하여 각각의 고유벡터에 대한 코딩 체계와 번조 체계(즉, 신호 배치(constellation))를 선택한다. 채널 조건이 CSI가 수신기에서 측정되어 보고되어 송신기에서 전송을 전제하는데 사용된 시간 사이의 간격내에서 감지할 수 있을 정도로 변화되지 않는다면, 통신 시스템의 성능은 공지된 SNR을 가진 독립적인 AWGN 세트의 성능과 동일하다.

### 전체 또는 부분 CSI를 송신기 시스템으로 다시 보고하는 단계

여기서 설명된 부분-CSI(예를 들면, CCMI 또는 UMMSE) 또는 전체-CSI 기술을 사용하여, 각각의 전송 채널의 SNR이 수신된 신호에 대해 얻어진다. 다음으로 전송 채널에 대해 결정된 SNR은 역방향 채널을 통해 송신기 시스템으로 다시 보고된다. 전송 채널(즉, 각각의 부분 부채널에 대해 그리고 가능하게는 OFDM이 사용될 경우 각각의 주파수 채널에 대해) 전송된 번조 심볼의 SNR 값을 피드백함으로써, MIMO 채널의 이용성을 개선하기 위해 적응성 처리(예를 들면, 적응성 코딩 및 번조)의 구현이 필요하다. 부분-CSI 피드백 기술에 대해, 적응성 처리는 전체한 CSI 없이 달성된다. 전체-CSI 피드백 기술에 대해, 충분한 정보(반드시 필요하지는 않지만 명확한 고유값과 고유모드)이 각각의 사용된 주파수 부채널에 대한 고유값과 고유모드의 계산을 용이하게 하기 위해 송신기로 피드백된다.

CCMI 기술의 경우, 수신된 번조 심볼(예를 들면,  $i$ 번째 전송 채널에서 수신된 심볼에 대한  $SNR_i = \frac{|X'_i|^2}{\sigma_n^2}$  또는  $SNR_i = 1/\sigma_n^2$ )은 송신기에 피드백된다. UMMSE 기술의 경우, 수신된 번조 심볼의 SNR 값(예를 들면,  $i$ 번째 전송 채널상에서 수신된 심볼에 대한  $SNR_i = E[|x_i|^2]/\sigma_n^2$  또는  $SNR_i = 1/\sigma_n^2$ , 여기서  $\sigma_n^2$ 는 식 (16)과 (17)에 표현된 바와 같이 계산됨)은 송신기에 피드백된다. 전체-CSI 기술의 경우, 수신된 번조 심볼의 SNR 값(예를 들면,  $i$ 번째 전송 채널상에서 수신된 심볼에 대한  $SNR_i = |z_i|^2/\sigma_n^2$  또는  $SNR_i = \lambda_{ii}/\sigma_n^2$ , 여기서  $\lambda_{ii}$ 는 사각행렬  $\mathbf{R}$ 의 고유값

이다)은 송신기에 피드백된다. 전체-CSI 기술에 대해, 고유모드 **E** 가 결정되고 송신기에 피드백된다. 부분 및 전체-CSI 기술에 대해, **SNR**은 데이터 처리를 조정하기 위해 송신기에서 사용된다. 전체-CSI 기술의 경우, 고유모드 **E** 는 전송 이전에 변조 심볼을 전제하는데 사용된다.

송신기에 다시 보고될 **CSI**는 전체적으로, 차동적으로 또는 이들을 조합하여 송신된다. 일 실시예에서, 전체 또는 부분 **CSI**는 주기적으로 보고되고, 차동적 업데이트가 이전에 전송된 **CSI**에 기초하여 송신된다. 전체 **CSI** 기술에 대한 예로서, 업데이트는 보고된 고유모드에 대한 (에러 신호에 기초한) 수정이다. 고유값은 전 형식으로 고유모드와 같이 빠르게 변화하지 않고, 이에 따라 이들은 낮은 속도 업데이팅된다. 다른 실시예에서, **CSI**는 변화가 있을 때(예를 들면, 변화가 특정 임계치를 초과할 때)에만 송신되고, 이는 피드백 채널의 유효 속도를 낮춘다. 부분적인 **CSI**의 예로서, **SNR**은 이들이 변화될 때만 송신된다(예를 들면, 차동적으로). (**MIMO**를 가지거나 또는 가지지 않은) **OFDM** 시스템의 경우, 주파수 도메인에서의 상관은 피드백될 **CSI**의 양에서의 감소를 허용하는데 사용된다. 부분적인 **CSI**를 사용하는 **OFDM** 시스템의 예로서, **M** 주파수 부채널에 대한 특정 공간 부채널에 해당하는 **SNR**이 동일한 경우, 이러한 조건이 참인 **SNR** 및 최초 그리고 최종 주파수 부채널이 보고된다. **CSI**에 대해 피드백될 데이터량을 감소시키는 다른 압축 및 피드백 채널에러 복원 기술이 사용될 수 있고 이들은 본 발명의 범위내이다.

도 1을 다시 참조하면, **RX MIMO** 프로세서(156)에 의해 결정된 전체 또는 부분-**CSI**(예를 들면, 채널 **SNR**)은 **TX** 데이터 프로세서(162)에 제공되고, 이러한 프로세서는 **CSI**를 처리하여 하나 이상의 변조기(154)에 처리된 데이터를 제공한다. 변조기(154)는 처리된 데이터를 추가로 컨디셔닝하여 **CSI**를 수신 채널을 통해 송신기 시스템(110)에 다시 전송한다.

시스템(110)에서, 전송된 피드백 신호는 안테나(124)에 의해 수신되어, 복조기(122)에 의해 복조되고 **RX** 데이터 프로세서(132)에 제공된다. **RX** 데이터 프로세서(132)는 **TX** 데이터 프로세서(162)에 의해 수행된 것과 상보적인 처리를 수행하고 이후 **TX** 데이터 프로세서(114)와 **TC MIMO** 프로세서(120)에 제공되어 이들에 의해 처리를 조정하는데 사용되는 보고된 전체/부분-**CSI**를 복원한다.

송신기 시스템(110)은 수신기 시스템(150)으로부터 전체/부분-**CSI**(예를 들면, **SNR** 정보)에 기초하여 자신의 처리를 조정(즉, 적응)한다. 예를 들면, 각각의 전송 채널에 대한 코딩은 정보 비트율이 채널 **SNR**에 의해 지원된 전송 커페시티와 정합하도록 조정된다. 추가로, 전송 채널에 대한 변조 체계는 채널 **SNR**에 기초하여 선택된다. 다른 처리(예를 들면, 인터리밍) 또한 조정되며 이들은 본 발명의 범위내이다. 채널에 대해 결정된 **SNR**에 기초한 각각의 전송 채널에 대한 처리의 조정은 **MIMO** 시스템이 고성능(즉, 고출력 또는 특정 레벨의 성능에 대한 비트율)을 달성하도록 한다. 적응성 처리는 단일-캐리어 **MIMO** 시스템 또는 멀티-캐리어 기반 **MIMO** 시스템(예를 들면, **OFDM**을 사용하는 **MIMO** 시스템)에 적용된다.

송신기 시스템에서의 코딩에 대한 조정과 변조 체계에 대한 선택은 여러 기술에 기초하여 달성되고, 이러한 기술중 하나가 미국 특허출원번호 09/776,073에 개시된다.

부분(예를 들면, **CCMI** 및 **UMMSE**) 및 전체-**CSI** 기술은 **MIMO** 시스템이 다중 송신 및 수신 안테나의 사용에 의해 형성된 추가의 차원성을 사용하도록 하는 수신기 처리 기술이고, 이는 **MIMO**를 사용하는 주된 이점이다. **CCMI** 및 **UMMSE** 기술은 동일한 수의 변조 심볼이 전체 **CSI**를 사용하는 **MIMO** 시스템에 대한 것과 같이 각각의 타임 슬롯에 대해 전송되도록 한다. 하지만, 다른 수신기 처리 기술은 여기서 설명되고 본 발명의 범위내인 전체/부분-**CSI** 피드백 기술과 관련하여 사용된다. 유사하게, 도 5와 도 6은 **MIMO** 전송을 처리하고, 전송 채널의 특성(즉, **SNR**)을 결정하며 송신기 시스템으로 전체 또는 부분 **CSI**를 보고할 수 있는 수신기 시스템의 두 실시예를 나타낸다. 여기서 설명된 기술에 기초한 다른 설계 및 다른 수신기 처리 기술이 가능하며 본 발명의 범위내이다.

부분-**CSI** 기술(예를 들면, **CCMI** 및 **UMMSE** 기술)은 또한 전체 수신된 신호 **SNR** 또는 이러한 **SNR**에 기초하여 결정된 입수 가능한 전체 출력이 피드백될 때 송신기에서 적응성 처리없이 직접 방식(straightforward manner)으로 사용될 수 있다. 일 구현으로, 변조 포맷은 수신된 **SNR** 추정치 또는 추정된 처리량에 기초하여 결정되며, 동일한 변조 포맷이 모든 전송 채널에 대해 사용된다. 이러한 방법은 전체 시스템 처리량을 감소시키지만 역방향 링크를 통해 다시 전송된 정보량을 상당히 감소시킨다.

시스템 성능에서의 개선은 본 발명의 전체/부분-**CSI** 피드백 기술의 사용으로 실현된다. 부분 **CSI** 피드백을 가진 시스템 처리량이 계산되어 전체 **CSI** 피드백을 가진 처리량과 비교된다. 시스템 처리량은 다음과 같이 정의된다:

$$C = \sum_{i=1}^{N_c} \log_2 (1 + \gamma_i)$$

여기서  $\gamma_i$ 는 부분 **CSI** 기술에 대한 각각의 수신된 변조 심볼의 **SNR** 또는 전체 **CSI** 기술에 대한 각각의 전송 채널의 **SNR**이다. 여러 처리 기술에 대한 **SNR**은 다음과 같이 요약될 수 있다:

$$\gamma_i = \frac{1}{\sigma_n^2 r_{ii}} \quad \text{CCMI 기술의 경우,}$$

$$\gamma_i = \frac{1}{u_{ii}} \quad \text{UMMSE 기술의 경우}$$

$$\gamma_i = \frac{\lambda_{ii}}{\sigma_n^2} \quad , \text{전체 CSI 기술의 경우.}$$

도 7A와 도 7B는 부분-CSI 및 전체-CSI 피드백 기술을 사용하는  $4 \times 4$  MIMO 시스템의 성능을 도시한다. 컴퓨터 시뮬레이션으로부터의 결과가 얻어진다. 시뮬레이션에서, 각각의 채널 계수 행렬  $\mathbf{H}$ 의 엘리먼트는 제로 평균 및 단위 분산을 가진 독립 가우스 확률변수로서 모델링된다. 각각의 계산에 대해, 다수의 임의 행렬 구현이 생성되고 구현에 대해 계산된 처리량이 평균되어 평균 처리량을 산출한다.

도 7A는 여러 SNR 값에 대한 전체-CSI, 부분-CSI CCMI 및 부분-CSI UMMSE 기술을 위한 MIMO 시스템의 평균 처리량을 도시한다. 도 7A로부터 부분-CSI UMMSE 기술의 처리량이 높은 SNR 값에서 전체-SI 처리량의 대략 75%이며 낮은 SNR 값에서 전체 CSI 처리량에 근접한다는 것을 알 수 있다. 부분-CSI CCMI 기술의 처리량은 높은 SNR 값에서 부분-CSI UMMSE 기술의 처리량의 대략 75%-90%이며, 낮은 SNR 값에서 대략 UMMSE 처리량의 30% 이하다.

도 7B는 데이터의 히스토그램에 기초하여 생성된 3가지 기술에 대한 누적 확률 분포 함수(CDF)를 도시한다. 도 7B는 전송 채널당 16dB의 평균 SNR에서, 처리량이 CCMI 기술의 경우  $2\text{bps}/\text{Hz}$  이하일 때 대략 5%인 경우가 존재한다는 것을 도시한다. 한편, UMMSE 기술의 처리량은 동일한 SNR에서 모든 경우에 대해  $7.5\text{bps}/\text{Hz}$  이상이다. 따라서, UMMSE 기술은 CCMI 기술보다 낮은 출력 확률을 가지는 경향이 있다.

송신기 및 수신기 시스템의 엘리먼트는 하나 이상의 디지털 신호 처리기(DSP), 응용 주문형 집적회로(ASIC), 프로세서, 마이크로프로세서, 제어기, 마이크로콘트롤러, 현장 프로그램가능 게이트 어레이(FPGA), 프로그램가능 논리소자, 다른 전자 유닛 또는 이들의 조합으로 구현된다. 여기서 설명된 기능과 처리중 몇몇은 또한 프로세서상에서 실행되는 소프트웨어로 구현될 수 있다.

본 발명의 특징은 소프트웨어와 하드웨어의 조합으로 구현된다. 예를 들면, CCMI 및 UMMSE 기술에 대한 심볼 추정치와 채널 SNR의 편차에 대한 계산은 프로세서상에서 실행된 프로그램에 기초하여 수행된다(도 5와 도 6에서 각각 제어기(530 및 650)).

설명된 실시예에 대한 이전의 설명은 당업자에게 본 발명의 제조 또는 사용이 가능하도록 한다. 이들 실시예에 대한 여러 변경은 당업자에게 용이할 것이며, 여기서 설명된 일반적인 원리는 본 발명의 정신 또는 범위를 벗어남없이 다른 실시예에 적용될 수 있다. 따라서, 본 발명은 개시된 실시예에 한정하기 위한 것이 아니라 설명된 원리 및 새로운 특징에 부합하는 가장 광범위한 청구항에 따른다.

#### (5.7) 청구의 범위

##### 청구항 1.

다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신시스템에서 송신기로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 방법으로서,

수신기 유닛에서,

다수의 수신 안테나를 통해 다수의 신호를 수신하는 단계를 포함하는데, 상기 수신 안테나로부터 수신된 신호는 상기 송신기 유닛으로부터 전송된 하나 이상의 신호의 결합을 포함하며,

데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 나타내는 채널 상태정보(CSI)를 유도하기 위하여 상기 수신된 정보를 처리하는 단계, 및

상기 CSI를 다시 상기 송신기 유닛으로 전송하는 단계를 포함하며;

상기 송신기 유닛에서,

상기 수신기 유닛으로부터 상기 **CSI**를 수신하는 단계, 및

상기 수신된 **CSI**에 기초하여 상기 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터를 처리하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 2.

제 1항에 있어서, 상기 보고된 **CIS**는 상기 다수의 전송 채널의 각각에 대한 신호 대 잡음비 더하기 간섭(**SNR**) 추정치를 포함하는 방법.

#### 청구항 3.

제 2항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리 단계는 전송채널에 대한 **SNR** 추정치에 기초하여 각각의 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 4.

제 3항에 있어서, 상기 각각의 전송채널에 대한 데이터는 전송채널에 대한 **SNR** 추정치에 기초하여 개별적으로 코딩되는 방법.

#### 청구항 5.

제 3항에 있어서, 상기 코딩단계는 고정된 베이스 코드를 사용하여 상기 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계와; 상기 전송채널에 대한 **SNR** 추정치에 기초하여 코딩된 비트의 평처링을 조절하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 6.

제 3항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 전송채널에 대한 상기 **SNR** 추정치에 기초하여 선택된 변조방식에 따라 각 전송채널에 대한 코딩된 데이터를 변조하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 7.

제 1항에 있어서, 상기 보고된 **CIS**는 다수의 전송채널에 대한 특성을 포함하는 방법.

#### 청구항 8.

제 1항에 있어서, 상기 보고된 **CSI**는 상기 다수의 전송채널에 대한 고유모드 및 고유값을 나타내는 방법.

#### 청구항 9.

제 8항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 고유값에 기초하여 상기 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 10.

제 9항에 있어서, 상기 각각의 전송채널에 대한 데이터는 개별적으로 코딩되는 방법.

#### 청구항 11.

제 9항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 변조 심볼을 제공하기 위하여 상기 고유값에 기초하여 선택된 변조방식에 따라 전송채널에 대한 코딩된 데이터를 변조하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 12.

제 11항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 상기 고유모드에 기초하여 전송전에 상기 변조심볼을 사전에 컨디셔닝하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 13.

제 1항에 있어서, 상기 **CSI**는 상기 수신기 유닛으로부터 모두 전송되는 방법.

#### 청구항 14.

제 13항에 있어서, 상기 **CIS**는 상기 수신기 유닛으로부터 주기적으로 모두 전송되며, 상기 **CSI**에 대한 업데이터는 전체 전송사이에 전송되는 방법.

#### 청구항 15.

제 1항에 있어서, 상기 **CSI**는 특정 임계치를 초과하는 채널 특성의 변화가 검출될 때 전송되는 방법.

**청구항 16.**

제 8항에 있어서, 상기 고유모드 및 상기 고유값을 나타내는 **CSI**는 다른 업데이트율로 전송되는 방법.

**청구항 17.**

제 1항에 있어서, 상기 **CSI**는 코럴레이션 매트릭스 인버전(**CCMI**) 처리에 기초하여 상기 수신기 유닛에서 유도되는 방법.

**청구항 18.**

제 17항에 있어서, 상기 수신기 유닛에서의 **CCMI** 처리는,

상기 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조 심볼을 유도하는 단계와;

제 1 매트릭스에 따라 상기 수신된 변조심볼을 필터링하여 필터링된 변조 심볼을 제공하는 단계와;

제 2 매트릭스와 상기 필터링된 변조심볼을 곱하여 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하는 단계와;

상기 데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 추정하는 단계를 포함하며;

상기 제 1매트릭스는 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송안테나 및 다수의 수신안테나사이의 채널 특성의 추정치를 나타내는 방법.

**청구항 19.**

제 18항에 있어서, 특정 복조방식에 따라 상기 변조 심볼 추정치를 복조하여 상기 복조된 심볼을 제공하는 단계를 포함하는 방법.

**청구항 20.**

제 19항에 있어서, 특정 디코딩 방식에 따라 상기 복조된 심볼을 디코딩하는 단계를 포함하는 방법.

**청구항 21.**

제 18항에 있어서, 리던던트 전송을 위한 변조 심볼 추정치를 결합하여 결합된 변조심볼 추정치를 제공하는 단계를 포함하는 방법.

**청구항 22.**

제 18항에 있어서, 상기 수신된 변조심볼에 기초하여 채널 계수 매트릭스를 유도하는 단계를 포함하며;

상기 제 1 매트릭스는 상기 채널 계수 매트릭스로부터 유도되는 방법.

**청구항 23.**

제 22항에 있어서, 상기 채널 계수 매트릭스는 파일럿 데이터에 대응하는 수신된 변조심볼에 기초하여 유도되는 방법

**청구항 24.**

제 18항에 있어서, 상기 제 2매트릭스는 상기 제 1매트릭스로부터 유도된 역자승 매트릭스인 방법.

**청구항 25.**

제 1항에 있어서, 상기 **CSI**는 바이어스되지 않은 최소 평균자승 에러(**UMMSE**) 처리에 기초하여 상기 수신기 유닛에서 유도되는 방법.

**청구항 26.**

제 25항에 있어서, 상기 **UMMSE** 처리는,

상기 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조심볼을 유도하는 단계와;

상기 제 1매트릭스 **M**과 상기 수신된 변조심볼을 곱하여 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하는 단계와;

상기 수신된 변조심볼에 기초하여 데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 추정하는 단계를 포함하며;

상기 제 1 매트릭스  $M$ 은 상기 변조 심볼 추정치 및 전송된 변조 심볼사이의 평균자승에러를 최소화하도록 선택되는 방법.

### 청구항 27.

제 26항에 있어서, 제 2매트릭스와 상기 변조심볼 추정치를 곱하여 상기 전송된 변조심볼의 바이어스되지 않은 추정치를 제공하는 단계를 포함하며;

상기 전송채널의 특성은 상기 바이어스되지 않은 변조 심볼 추정치에 기초하여 추정되는 방법.

### 청구항 28.

제 27항에 있어서, 상기 바이어스되지 않은 변조 심볼 추정치 및 상기 전송된 변조 심볼사이의 평균자승에러를 추정하고 최소화하기 위하여 상기 바이어스되지 않은 변조심볼에 기초하여 상기 제 1매트릭스  $M$ 을 유도하는 단계를 포함하는 방법.

### 청구항 29.

제 1항에 있어서, 상기 MIMO 시스템은 직교 주파수 분할 변조(OFDM)를 실행하는 방법.

### 청구항 30.

제 29항에 있어서, 상기 수신기 유닛 및 상기 송신기 유닛 각각에서의 처리단계는 다수의 주파수 부채널의 각각에 대하여 수행되는 방법.

### 청구항 31.

다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신시스템에서 송신기 유닛으로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 방법으로서,

수신기 유닛에서,

다수의 수신기 안테나를 통해 다수의 신호를 수신하는 단계를 포함하는데, 상기 각각의 수신 안테나로부터 수신된 신호는 상기 송신기 유닛으로부터 전송된 하나 이상의 신호의 결합을 포함하며,

상기 다수의 수신된 신호를 처리하여 상기 송신기 유닛으로부터 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하는 단계,

데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 신호 대 잡음 더하기 간섭(SNR)을 추정하는 단계,

상기 전송채널에 대한 SNR 추정치를 다시 송신기 유닛에 전송하는 단계, 및

송신기 유닛에서,

상기 수신된 SNR 추정치에 따라 상기 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터를 처리하는 단계를 포함하는 방법.

### 청구항 32.

제 31항에 있어서, 상기 다수의 전송채널 각각에 대한 SNR이 추정되며, 상기 각각의 전송채널에 대한 상기 SNR 추정치는 상기 송신기 유닛으로 다시 전송되는 방법.

### 청구항 33.

제 31항에 있어서, 상기 수신기 유닛에서,

데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널에 대한 특성을 유도하는 단계와;

상기 특성을 다시 상기 송신기 유닛으로 전송하는 단계를 더 포함하는 방법.

### 청구항 34.

제 33항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서,

상기 다수의 전송채널에 대한 특성에 따라 상기 수신기 유닛에 전송하기 전에 변조심볼을 사전에 컨디셔닝하는 단계를 포함하는 더 포함하는 방법.

**청구항 35.**

제 31항에 있어서, 상기 수신된 변조심볼은 채널 코렐레이션 매트릭스 인버전(CCMI) 방식에 따라 처리되는 방법.

**청구항 36.**

제 31항에 있어서, 상기 수신된 변조심볼은 바이어스되지 않은 최소 평균자승(UMMSE) 방식에 따라 처리되는 방법.

**청구항 37.**

제 31항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 전송채널에 대한 상기 수신된 SNR에 따라 각각의 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계를 포함하는 방법.

**청구항 38.**

제 37항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 전송채널에 대한 수신된 SNR 추정치에 기초하여 선택된 변조방식에 기초하여 각각의 전송채널에 대한 코딩된 데이터를 변조하는 방법.

**청구항 39.**

다중입력 다중출력(MIMO) 통신시스템으로서,

수신기 유닛은,

다수의 수신 안테나를 통해 다수의 신호를 수신하고 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조심볼을 제공하도록 구성된 다수의 프런트-엔드 프로세서,

상기 프런트-엔드 프로세서에 접속되며, 상기 수신된 변조심볼을 수신 및 처리하여 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송채널의 특성을 나타내는 채널상태 정보(CSI)를 유도하도록 구성된 적어도 하나의 수신 MIMO 프로세서, 및

상기 수신 MIMO 프로세서에 접속되며, 상기 송신기 유닛에 다시 전송하기 위한 상기 CSI를 처리하도록 구성된 전송 데이터 프로세서를 포함하며;

송신기 유닛은,

상기 수신기 유닛으로부터 하나 이상의 신호를 수신 및 처리하여 상기 전송된 CSI를 복원하도록 구성된 적어도 하나의 복조기, 및

상기 복원된 CSI에 기초하여 상기 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터를 처리하도록 구성된 전송 데이터 프로세서를 포함하는 다중입력 다중출력(MIMO) 통신시스템

**청구항 40.**

다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신시스템에서 사용하는 수신기 유닛으로서,

다수의 수신 안테나를 통해 다수의 전송된 신호를 수신하고 상기 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조심볼을 제공하도록 구성된 다수의 프런트-엔드 프로세서와;

상기 다수의 프런트-엔드 프로세서에 접속되며, 제 1 매트릭스에 따라 상기 수신된 변조심볼을 필터링하여 필터링된 변조심볼을 제공하도록 구성된 필터를 포함하는데, 상기 제 1 매트릭스는 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송 안테나 및 다수의 수신 안테나사이의 채널특성의 추정치를 나타내며;

상기 필터에 접속되며, 제 2 매트릭스와 상기 필터링된 변조심볼을 곱하여 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하도록 구성된 곱셈기와;

상기 곱셈기에 접속되며, 상기 데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 추정하여 상기 추정된 채널 특성을 나타내는 채널상태 정보(CSI)를 제공하도록 구성된 채널 품질 추정기와;

상기 수신기 유닛으로부터 전송하기 위한 상기 CSI를 수신하여 처리하도록 구성된 전송 데이터 프로세서를 포함하는 수신기 유닛.

**청구항 41.**

제 40항에 있어서, 상기 변조 심볼 추정치에 기초하여 채널 계수 매트릭스를 유도하도록 구성된 제 2 추정기를 포함하며, 상기 제 1 매트릭스는 채널 계수 매트릭스에 기초하여 유도되는 수신기 유닛.

#### 청구항 42.

제 40항에 있어서, 상기 전송채널 특성의 상기 추정치는 신호대 잡음비 더하기 간섭(SNR) 추정치를 포함하는 수신기 유닛.

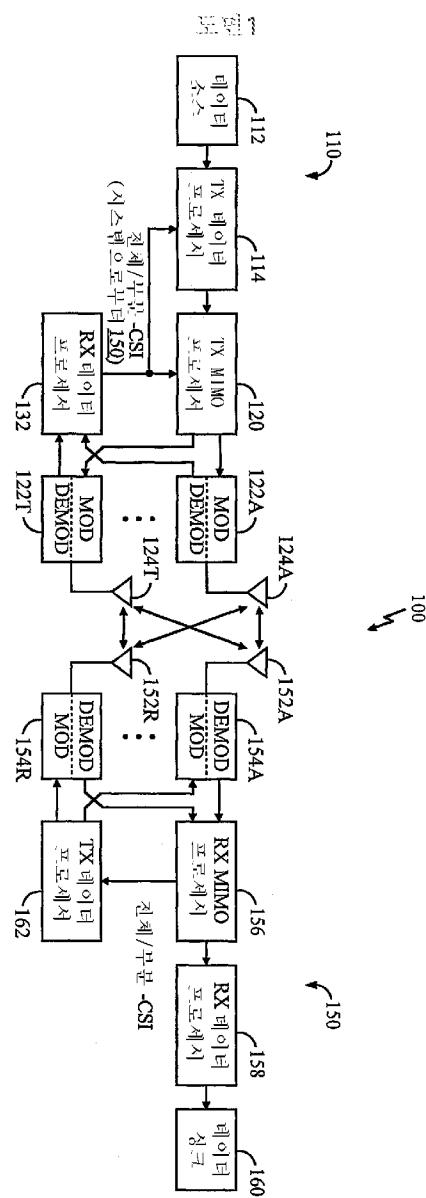
#### 청구항 43.

제 40항에 있어서, 하나 이상의 복조 엘리먼트를 포함하며, 상기 각각의 복조 엘리먼트는 특정 복조방식에 따라 변조 심볼 추정치의 각 스트림을 수신 및 복조하여 복조된 심볼의 스트림을 제공하도록 구성된 수신기 유닛.

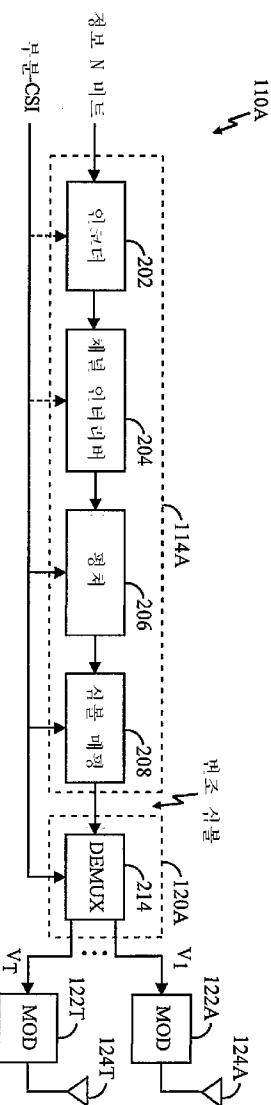
#### 청구항 44.

제 43항에 있어서, 하나 이상의 디코더를 포함하며, 상기 각각의 디코더는 특정 디코딩 방식에 따라 복조된 심볼의 스트림을 수신 및 디코딩하여 디코딩된 데이터를 제공하는 수신기 유닛.

[3]



2a



110B

